

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re International Application of

Sadayuki ABETA, Mamoru SAWAHASHI and Fumiyuki ADACHI

International Serial No.: PCT/JP98/05727

International filing date: December 17, 1998

For: CHANNEL ESTIMATION UNIT, AND CDMA RECEIVER AND CDMA
TRANSCEIVER WITH CHANNEL ESTIMATION UNIT

VERIFICATION OF TRANSLATION

Honorable Commissioner of Patent and Trademark
Washington, D.C. 20231
Sir:

Masashi SHINKAI residing at c/o TANI & ABE, No. 6-20, Akasaka 2-
chome, Minato-ku, Tokyo 107-0052, Japan, declares:

- (1) that he knows well both the Japanese and English languages;
- (2) that he translated the claims of the above-identified International Application from Japanese to English;
- (3) that the attached English translation is a true and correct translation of the claims, specification and drawings of the above-identified International Application to the best of his knowledge and belief; and
- (4) that all statements made of his own knowledge are true and that all statements made on information and belief are believed to be true, and further that these statements are made with the knowledge that willful false statements and the like are punishable by fine or imprisonment, or both, under 18 USC 1001, and that such false statements may jeopardize the validity of the application or any patent issuing thereon.

July 30, 1999

Date

M. Shinkai

Masashi SHINKAI

DESCRIPTION

TITLE OF THE INVENTION

5 CHANNEL ESTIMATION UNIT, AND CDMA RECEIVER AND
CDMA TRANSCEIVER WITH CHANNEL ESTIMATION UNIT

TECHNICAL FIELD

The present invention relates to an apparatus
10 that has a plurality of slots and makes channel
estimation (propagation path estimation) of data
symbols from pilot symbols in a combined symbol
sequence including the data symbols and pilot
symbols, and a CDMA (Code Division Multiple Access)
15 receiver and CDMA transmitter with the apparatus.

BACKGROUND ART

In a mobile communications environment,
amplitude and phase fluctuations in a traffic
20 channel can occur because of Rayleigh fading due to
changes in the relative location between a mobile
station and a base station. Thus, in a conventional
phase modulation scheme that transmits data
(information) by the phase of a carrier, it is
25 common for a transmitting side to carry out
differential encoding of transmitted data for

impressing the data on relative phases of neighboring symbols, and for a receiving side to discriminate and decide the data by differential detection.

5 However, since the transmitted data is subjected to the differential encoding as mentioned above, a one-bit error in a radio section appears as a two-bit error in the differential detection, thereby increasing the receiving error rate by 3 dB in terms
10 of the SNIR (Signal-to-Noise Interference power Ratio) as compared with coherent detection like binary phase-shift keyed modulation (BPSK modulation).

On the other hand, although absolute coherent
15 detection, which discriminates and decides the phase of a received signal using the absolute phase of each data symbol, has a highly efficient receiving characteristic, it is difficult under the Rayleigh fading environment to decide the absolute phase of
20 the reception.

In regard to this matter, reference 1, Seiichi Sampei and Terumi Sunaga, "Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Radio Communication", IEEE Trans. Vehicular Technol., VT-
25 42, No. 2, May 1993 proposes a method of estimating and compensating for fading distortion using pilot

symbols that are inserted in data symbols at fixed intervals, and have known phases. In the reference 1, a pilot symbol is inserted at every several data symbols so as to carry out the channel estimation
5 based on the received phase of the pilot symbol. More specifically, using the pilot symbols before and after the data symbol section, the method measures the amplitude and phase of a received signal of each path of each user, and estimates and
10 compensates for channel fluctuations in the data symbol section by interpolating the values measured.

On the other hand, reference 2, Hidehiro Ando et al., "Channel Estimation Filter Using Time-Multiplexed Pilot Channel for Coherent RAKE
15 Combining in DS-CDMA Mobile Radio", IEICE Trans. Commun. Vol. 81-B, No. 7, July 1998 proposes a method of carrying out channel estimation with higher accuracy by performing the channel estimation using more pilot symbols.

20 Fig. 11 illustrates a channel estimation method disclosed in the reference 2. This method carries out transmission power control on a slot by slot basis to follow instantaneous Rayleigh fluctuations. Accordingly, as shown in Fig. 11, the amplitude
25 (power) of a combined symbol sequence consisting of the data symbols and pilot symbols varies slot by

slot, and its phase also varies slightly due to the operation of an amplifier in transmission. Such transmission power control enables a reverse channel of the DS-CDMA (Direct Sequence CDMA) to maintain
5 the SNIR against interference signals due to cross-correlation from other users.

The channel estimation of data symbols is performed using the pilot symbols inserted into the data symbols at fixed intervals. More specifically,
10 it obtains its channel estimates $\hat{\xi}$ by averaging (coherently adding) pilot symbols $\hat{\xi}$ (estimated complex fading envelope) in multiple slots before and after the slot to which the data symbols to be estimated belong, and then by summing the averages
15 weighted by weighting factors a . Highly accurate channel estimation is carried out in this manner.

With such channel estimation using many pilot symbols belonging to different slots, this method can achieve the channel estimation at higher
20 accuracy. This is because although the power of the pilot symbols fluctuates in the multiple slots, and channel estimation error takes place due to the power fluctuations, an effect of reduction in thermal noise and interference signals obtained by
25 using pilot symbols in many slots is greater than the channel estimation error.

However, it is difficult for the method of the reference 2 to achieve the channel estimation with further accuracy because it considers the channel fluctuations in the individual slots are small, and
5 obtains the channel estimates $\tilde{\xi}$ using the same weighting factor a for all the data symbols in each slot.

For example, as shown in Fig. 11, this method uses, even for the $(m-A)$ th data symbol or the
10 $(m+B)$ th data symbol in the n th slot, where A and B are natural numbers, the same weighting factors $a(0)$, $a(1)$ and the like to obtain their channel estimates $\tilde{\xi}(n)$.

However, with regard to the $(m-A)$ th data symbol,
15 it will be reasonable to assign a greatest weight to the pilot symbols in the n th slot because they are closest (in time) to the $(m-A)$ th data symbol, and hence best reflect the channel state at the time the data symbol is transmitted.

20 In contrast with this, with regard to the $(m+B)$ th data symbol, it will be reasonable to assign a greatest weight to the pilot symbols in the $(n+1)$ th slot because they are closest (in time) to the $(m+B)$ th data symbol, and hence best reflect the
25 channel state at the time the data symbol is transmitted.

Thus, the channel estimates should be obtained by assigning proper weighting factors to individual data symbols even though they belong to the same slot.

5 Fig. 12 illustrates an example of received envelope fluctuations due to fading. Points 1205, 1210, 1215, 1220 and 1225 indicate in fast fading the values of a received envelope at fixed time intervals. Points 1255, 1260, 1265 and 1270
10 indicate in slow fading the values of a received envelope at the same fixed time intervals.

The received envelope fluctuations are greater in the fast fading than in the slow fading. Accordingly, it is important especially in the fast
15 fading to carry out the highly accurate channel estimation by assigning proper weighting factors to individual data symbols even though they belong to the same slot.

20 DISCLOSURE OF THE INVENTION

The present invention is implemented to solve the foregoing problems. It is therefore an object of the present invention to achieve highly accurate channel estimation by obtaining highly accurate
25 channel estimates by assigning appropriate weighting factors to individual data symbols in the same slot,

and by calculating a sum of appropriately weighted pilot symbols in respective slots before and after the slot the data symbols belong to, when carrying out the channel estimation of the data symbols.

5 The highly accurate channel estimation and compensation for channel fluctuations in the data symbols based on the channel estimation make it possible for the absolute coherent detection to decide the absolute phase of each data symbol even
10 in the Rayleigh fading environment, which can reduce the SNIR for achieving desired receiving quality (receiving error rate). This can reduce the transmission power, and increase the capacity of a system in terms of the number of simultaneous
15 subscribers.

 In order to accomplish the object aforementioned, according to the invention as claimed in claim 1, a channel estimation unit for obtaining channel estimates of data symbols from
20 pilot symbols in a combined symbol sequence which has a plurality of slots and includes the data symbols and the pilot symbols, comprises:

 means for locating the pilot symbols in the combined symbol sequence;

25 means for generating pilot blocks by extracting the pilot symbols from two or more slots in the

combined symbol sequence in accordance with a
located result; and

means for obtaining the channel estimates of the
data symbols by calculating a weighted sum of
5 averages of the pilot symbols in the individual
pilot blocks,

wherein a magnitude of weighting differs between
at least two data symbols in each slot.

According to the invention as claimed in claim
10 2, a CDMA receiver which receives a combined symbol
sequence that is spread, has a plurality of slots,
and includes data symbols and pilot symbols, and
which generates a data sequence, comprises:

means for receiving the spread combined symbol
15 sequence;

means for generating a combined symbol sequence
by despreding the spread combined symbol sequence;

means for locating the pilot symbols in the
combined symbol sequence;

20 means for generating pilot blocks by extracting
the pilot symbols from two or more slots in the
combined symbol sequence in accordance with a
located result;

means for obtaining channel estimates of the
25 data symbols by calculating a weighted sum of
averages of the pilot symbols in the individual

pilot blocks;

means for obtaining a data symbol sequence by eliminating the pilot symbols from the combined symbol sequence in accordance with the located
5 result;

means for compensating for channel fluctuations in the data symbol sequence by using the channel estimates of the data symbols; and

means for generating the data sequence by demodulating the data symbol sequence compensated
10 for,

wherein a magnitude of weighting differs between at least two data symbols in each slot.

According to the invention as claimed in claim
15 3, a CDMA transceiver including a transmitting processor and a receiving processor, comprises:

means for generating a data symbol sequence by modulating a data sequence;

means for generating a combined symbol sequence
20 by inserting pilot symbols into the data symbol sequence;

means for generating a spread combined symbol sequence by spreading the combined symbol sequence; and

25 means for transmitting the spread combined symbol sequence,

wherein the spread combined symbol sequence to be transmitted has a plurality of slots, and the receiving processor comprises:

5 means for receiving the spread combined symbol sequence;

means for generating the combined symbol sequence by despreading the spread combined symbol sequence;

10 means for locating the pilot symbols in the combined symbol sequence;

means for generating pilot blocks by extracting the pilot symbols from two or more slots in the combined symbol sequence in accordance with a located result;

15 means for obtaining channel estimates of the data symbols by calculating a weighted sum of averages of the pilot symbols in the individual pilot blocks;

20 means for obtaining a data symbol sequence by eliminating the pilot symbols from the combined symbol sequence in accordance with the located result;

25 means for compensating for channel fluctuations in the data symbol sequence by using the channel estimates of the data symbols; and

means for generating the data sequence by

demodulating the data symbol sequence compensated for,

wherein a magnitude of weighting differs between at least two data symbols in each slot.

5 According to the invention as claimed in claim 4, in the CDMA transceiver as claimed in claim 3, the transmitting processor further comprises means for inserting into the data symbol sequence a power control symbol sequence for controlling power of the
10 data symbols and pilot symbols.

 According to the invention as claimed in claim 5, in the CDMA transceiver as claimed in claim 4, the receiving processor further comprises means for measuring from the pilot symbols a signal-to-noise
15 and interference power ratio, and for generating the power control symbol sequence from the signal-to-noise and interference power ratio.

 According to the invention as claimed in claim 6, in the CDMA transceiver as claimed in any one of
20 claims 3-5, the receiving processor further comprises means for extracting, from the data symbol sequence compensated for, the power control symbol sequence for controlling power of the data symbols and pilot symbols, and the means for transmitting
25 the spread combined symbol sequence transmits the spread combined symbol sequence in accordance with

the power control symbol sequence.

According to the invention as claimed in claim 7, in the equipment as claimed in any one of claims 1-6, the power of the data symbols and pilot symbols
5 is controlled on a slot by slot basis.

According to the invention as claimed in claim 8, in the equipment as claimed in any one of claims 1-7, the number of data symbols included in each slot of the combined symbol sequence is the same,
10 and the number of pilot symbols included in each slot of the combined symbol sequence is the same.

According to the invention as claimed in claim 9, in the equipment as claimed in any one of claims 1-8, the pilot blocks each consist of all the pilot
15 symbols in each slot.

According to the invention as claimed in claim 10, in the equipment as claimed in any one of claims 1-9, when obtaining the channel estimates of the data symbols in an n th slot in the combined symbol
20 sequence, where n is an integer, the pilot blocks are generated from $(n-K+1)$ th slot to $(n+K)$ th slot in the combined symbol sequence, where K is a natural number.

According to the invention as claimed in claim
25 11, in the equipment as claimed in any one of claims 1-10, the pilot blocks closer to the data symbol

with which the channel estimate is to be obtained have a greater weight.

According to the invention as claimed in claim 12, a channel estimation method of obtaining channel estimates of data symbols from pilot symbols in a combined symbol sequence which has a plurality of slots and includes the data symbols and the pilot symbols, comprises the steps of:

10 locating the pilot symbols in the combined symbol sequence;

generating pilot blocks by extracting the pilot symbols from two or more slots in the combined symbol sequence in accordance with a located result; and

15 obtaining the channel estimates of the data symbols by calculating a weighted sum of averages of the pilot symbols in the individual pilot blocks, wherein a magnitude of weighting differs between at least two data symbols in each slot.

20 According to the invention as claimed in claim 13, a CDMA receiving method of generating a data sequence by receiving a combined symbol sequence that has a plurality of slots, includes data symbols and pilot symbols, and is spread, comprises the steps of:

25 receiving the spread combined symbol sequence;

generating the combined symbol sequence by
despreading the spread combined symbol sequence;

locating the pilot symbols in the combined
symbol sequence;

5 generating pilot blocks by extracting the pilot
symbols from two or more slots in the combined
symbol sequence in accordance with a located result;

obtaining channel estimates of the data symbols
by calculating a weighted sum of averages of the

10 pilot symbols in the individual pilot blocks;

obtaining a data symbol sequence by eliminating
the pilot symbols from the combined symbol sequence
in accordance with the located result;

compensating for channel fluctuations in the
15 data symbol sequence by using the channel estimates
of the data symbols; and

generating the data sequence by demodulating the
data symbol sequence compensated for,

wherein a magnitude of weighting differs between
20 at least two data symbols in each slot.

According to the invention as claimed in claim
14, a CDMA transmitting and receiving method
comprises the steps of:

on a transmitting side,

25 generating a data symbol sequence by modulating
a data sequence;

generating a combined symbol sequence by
inserting pilot symbols into the data symbol
sequence;

generating a spread combined symbol sequence by
5 spreading the combined symbol sequence; and
transmitting the spread combined symbol
sequence,

wherein the spread combined symbol sequence to
be transmitted has a plurality of slots, and
10 on a receiving side,

receiving the spread combined symbol sequence;
generating the combined symbol sequence by
despreading the spread combined symbol sequence;

locating the pilot symbols in the combined
15 symbol sequence;

generating pilot blocks by extracting the pilot
symbols from two or more slots in the combined
symbol sequence in accordance with a located result;

obtaining channel estimates of the data symbols
20 by calculating a weighted sum of averages of the
pilot symbols in the individual pilot blocks;

obtaining a data symbol sequence by eliminating
the pilot symbols from the combined symbol sequence
in accordance with the located result;

25 compensating for channel fluctuations in the
data symbol sequence by using the channel estimates

of the data symbols; and

generating the data sequence by demodulating the data symbol sequence compensated for,

wherein a magnitude of weighting differs between
5 at least two data symbols in each slot.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

Fig. 1 is a block diagram showing a configuration of a channel estimation unit as a
10 first embodiment in accordance with the present invention;

Fig. 2 is a flowchart illustrating a channel estimation processing by the channel estimation unit of the first embodiment in accordance with the
15 present invention;

Fig. 3 is a diagram illustrating, taking an example of the channel estimation, the principle of operation of the channel estimation by the channel estimation unit of the first embodiment in
20 accordance with the present invention;

Fig. 4 is a block diagram showing a configuration of a CDMA receiver as a second embodiment in accordance with the present invention;

Fig. 5 is a flowchart illustrating a receiving processing by the CDMA receiver of the second
25 embodiment in accordance with the present invention;

Fig. 6 is a block diagram showing a configuration of a CDMA transceiver as a third embodiment in accordance with the present invention;

Fig. 7 is a block diagram showing a
5 configuration of a transmitting processor of the CDMA transceiver of the third embodiment in accordance with the present invention;

Fig. 8 is a block diagram showing a configuration of a receiving processor of the CDMA
10 transceiver of the third embodiment in accordance with the present invention;

Fig. 9 is a flowchart illustrating a transmitting processing by the transmitting processor of the CDMA transceiver of the third
15 embodiment in accordance with the present invention;

Fig. 10 is a diagram illustrating an example which inserts power control symbols into a combined symbol sequence;

Fig. 11 is a diagram illustrating the principle
20 of the channel estimation operation by a related art; and

Fig. 12 is an example illustrating received envelope fluctuations due to fading.

25 BEST MODE FOR CARRYING OUT THE INVENTION

Best modes for implementing the present

invention will now be described in detail with reference to the accompanying drawings.

[FIRST EMBODIMENT]

Fig. 1 is a block diagram showing a
5 configuration of a channel estimation unit as a first embodiment in accordance with the present invention. A channel estimation unit 100 of the present embodiment obtains channel estimates of data symbols from pilot symbols in a combined symbol
10 sequence that has a plurality of slots and includes the data symbols and pilot symbols.

The channel estimation unit 100 comprises a slot alignment detector 101, a pilot block generator 111 and a channel estimate acquisition section 121.
15 Although the channel estimation unit 100 is implemented in the form of software using a DSP (Digital Signal Processor) (together with a memory that stores programs) in the present embodiment, it can be implemented in the form of hardware, in which
20 case, components such as delay circuits are used as needed.

Fig. 2 is a flowchart illustrating a channel estimation processing by the channel estimation unit of the present embodiment, and Fig. 3 is a diagram
25 illustrating, taking an example that obtains the channel estimate of an m th data symbol in an n th

slot (m and n are integers), the operation principle of the channel estimation unit of the present embodiment.

In the example of Fig. 3, the combined symbol sequence undergoes the transmission power control on a slot by slot basis. Although each slot of the combined symbol sequence in Fig. 3 consists of pilot symbols of a fixed length, followed by data symbols of a fixed length, each slot may consist of a single pilot symbol and a single data symbol, or a variable length pilot and data symbols. Alternatively, slots are allowable that consist of only data symbols or pilot symbols. Furthermore, the arrangement of the data symbols and pilot symbols can be determined freely.

First, at step S201 in Fig. 2, the slot alignment detector 101 locates the pilot symbols in the combined symbol sequence.

At step S202, the pilot block generator 111 extracts the pilot symbols from two or more slots of the combined symbol sequence in accordance with the locating result, and generates a plurality of pilot blocks. In the example of Fig. 3, it extracts pilot symbols from $(n-K+1)$ th to $(n+K)$ th slot of the combined symbol sequence, where K is a natural number which is three in Fig. 3, thereby generating

the pilot blocks. A pilot block is defined as a set of pilot symbols.

Although the pilot blocks each consist of all the pilot symbols in a slot, they can be formed using part of the pilot symbols in the slot. Besides, a pilot block can consist of a single pilot symbol. In addition, the number of the pilot symbols in the individual pilot blocks can be varied from slot to slot.

To obtain the channel estimate of the data symbols in the n th slot, it is not necessary to generate nearly the same number of pilot blocks before and after the n th slot as in the example of Fig. 3. Thus, considering the delay of the channel estimation, the pilot blocks can be generated only from the slots with the number smaller than (previous to) the n th slot.

At steps S203-S206, the channel estimate acquisition section 121 obtains the channel estimates of the data symbols. First, at step S203, the channel estimate acquisition section 121 calculates an average of the pilot symbols $\hat{\xi}$ (estimated complex fading envelope) in each pilot block to obtain the pilot block average $\bar{\xi}$, which is carried out for all the pilot blocks (step S204). When each pilot block consists of only one pilot

symbol, the pilot symbol $\hat{\xi}$ itself becomes the pilot
block average $\bar{\xi}$. In the example of Fig. 3, the
pilot block averages $\bar{\xi}(n+i)$ are each obtained for
the pilot blocks in the $(n+i)$ th slot ($i = -K+1$ to K ,
5 where $K=3$).

At step S205, the channel estimates $\tilde{\xi}$ of the
data symbol is obtained by calculating the weighted
sum of the pilot block averages $\bar{\xi}$ which are weighted
by the weighted factors a . In the example of Fig.
10 3, the channel estimate $\tilde{\xi}(m,n)$ of the m th data
symbol in the n th slot is obtained by placing the
weights of the $(n+i)$ th pilot block at $a(m,i)$. The
channel estimate $\tilde{\xi}(m,n)$ is given by the following
equation (1).

15

$$\tilde{\xi}(m, n) = \sum_{i=-K+1}^K \alpha(m,i) \cdot \bar{\xi}(n+i) \quad (1)$$

It is preferable to increase the weights $a(m,i)$
of the pilot blocks that are closer (in time) to the
20 data symbol (m th data symbol in the n th slot) whose
channel estimate is to be obtained. This is because
such pilot blocks can be considered to represent the
state of the propagation path during the
transmission of that data symbol more correctly

because the propagation path fluctuates at every moment.

For example, with regard to the $(m-A)$ th data symbol (A is a natural number) in the n th slot in Fig. 3, it is preferable to maximize the weight of the pilot block in the n th slot. In contrast, with regard to the $(m+B)$ th data symbol (B is a natural number) in the n th slot, it is preferable to maximize the weight of the pilot block in the $(n+1)$ th slot.

The channel estimate acquisition section 120 iterates the foregoing step S205 for all the data symbols with which the channel estimates must be obtained (step S206).

Thus, highly accurate channel estimates can be obtained.

[SECOND EMBODIMENT]

Fig. 4 is a block diagram showing a configuration of a CDMA receiver as a second embodiment in accordance with the present invention. A CDMA receiver 400 of the present embodiment receives a spread combined symbol sequence which has a plurality of slots including data symbols and pilot symbols, and generates the data sequence.

The CDMA receiver 400 comprises a receiving

section 410, a matched filter 425, a slot alignment detector 401, a pilot block generator 411, a channel estimate acquisition section 421, a pilot symbol eliminator 429, a data symbol sequence compensator 430, a RAKE combiner 432, a deinterleaver 434 and a Viterbi decoder 436. Although these components such as the matched filter 425, slot alignment detector 401 and so forth are implemented in the form of software using a DSP (and a memory that stores programs) 420 as shown in Fig. 4 in the present embodiment, they can be implemented with hardware. The structure and functions of the slot alignment detector 401, pilot block generator 411 and channel estimate acquisition section 421 are the same as those of their counterparts in the channel estimation unit 100 of the first embodiment in accordance with the present invention.

Fig. 5 is a flowchart illustrating a receiving processing by the CDMA receiver of the present embodiment in accordance with the present invention. First, at step S501, the receiving section 410 receives the received signal, that is, the spread combined symbol sequence.

At step S502, the matched filter 425 despreads the received signal to generate the combined symbol sequence.

At step S503, the slot alignment detector 401, pilot block generator 411 and channel estimate acquisition section 421 carry out a channel estimation processing to obtain the channel estimates of the data symbols. The channel estimation processing is the same as that of the channel estimation unit 100 (Fig. 2) of the first embodiment in accordance with the present invention.

At step S504, the pilot symbol eliminator 429 obtains a data symbol sequence by removing the pilot symbols from the combined symbol sequence on the basis of the detection result by the slot alignment detector 401.

At step S505, the data symbol sequence compensator 430 compensates for the channel fluctuations in the data symbol sequence using the channel estimates $\tilde{\xi}$ obtained at step S503. More specifically, it compensates for the channel fluctuations in the data symbols by multiplying the data symbol sequence by the complex conjugates of the channel estimates $\tilde{\xi}$.

At step S506, the RAKE combiner 432, deinterleaver 434 and Viterbi decoder 436 generate the data sequence by demodulating the compensated data symbol sequence. The RAKE combiner 432 carries out the in-phase combining of the compensated data

symbol sequence fed from individual RAKE fingers.

Thus, the receiving processing can achieve highly accurate channel estimation, and the compensation for the channel fluctuations in the data symbol sequence.

[THIRD EMBODIMENT]

Fig. 6 is a block diagram showing a configuration of a CDMA transceiver as a third embodiment in accordance with the present invention. A CDMA transceiver 600 of the present embodiment comprises a transmitting processor 610 and a receiving processor 620. In the present embodiment, this station (the present CDMA transceiver) exchanges power control symbols with a party station. The power control symbols are symbols (a command) for controlling power of the data symbols and pilot symbols.

Fig. 7 shows a configuration of the transmitting processor 610, and Fig. 8 shows a configuration of the receiving processor.

As shown in Fig. 7, the transmitting processor 610 comprises a transmitting section 710, a channel encoder 722, an inserting section 724, a combiner 730 and a spreader 727. Although these components such as the channel encoder 722, inserting section

724 and so forth are implemented in the form of software using a DSP (and a memory that stores programs) 720 in the present embodiment, they can be implemented with hardware.

5 Fig. 9 is a flowchart illustrating a transmitting processing by the transmitting processor of the CDMA transceiver of the present embodiment. First, at step S901, the channel encoder 722 generates a data symbol sequence by
10 modulating (encoding) a data sequence.

 At step S902, the inserting section 724 divides the data symbol sequence into a plurality of slots, and inserts into the slots the power control symbols the party station uses to determine the power of
15 data symbols and pilot symbols to be transmitted from the party station to the present station.

 At step S903, the combiner 730 generates a combined symbol sequence by inserting the pilot symbols into the individual slots of the data symbol
20 sequence. The power control symbols can be inserted after the pilot symbols are inserted.

 Fig. 10 is a diagram illustrating an example of the combined symbol sequence into which the power control symbols are inserted.

25 Although the combined symbol sequence is generated which includes the data symbols, pilot

symbols and power control symbol in the present embodiment, other types of combined symbol sequences can be generated.

Returning to Fig. 9, at step S904, the spreader
5 727 spreads the combined symbol sequence to generate a transmitted signal (spread combined symbol sequence).

At step S905, the transmitting section 710 transmits the transmitted signal with carrying out
10 the power control slot by slot in accordance with a power control symbol sequence which is sent from the party station to the present station. Incidentally, the division of the symbols into a plurality of slots can be performed immediately before the
15 transmission instead of carrying out at steps S902 and S903.

Next, as shown in Fig. 8, the receiving processor 620 comprises a receiving section 810, a matched filter 825, a slot alignment detector 801, a
20 pilot block generator 811, a channel estimate acquisition section 821, a pilot symbol eliminator 829, a data symbol sequence compensator 830, a RAKE combiner 832, a deinterleaver 834, a Viterbi decoder 836, a power control symbol generator 838 and a
25 power control symbol sequence extracting section 840. Although these components such as the matched

filter 825, slot alignment detector 801 and so forth
are implemented in the form of software using a DSP
(and a memory that stores programs) 820 in the
present embodiment, they can be implemented with
5 hardware. The structure and functions of the slot
alignment detector 801, pilot block generator 811
and channel estimate acquisition section 821 are the
same as those of their counterparts of the channel
estimation unit 100 of the first embodiment in
10 accordance with the present invention, and the
structure and functions of the receiving section
810, matched filter 825 and so forth are the same as
those of their counterparts of the CDMA receiver of
the second embodiment. Accordingly, the receiving
15 processor 620 carries out the same processings as
those of the CDMA receiver of the second embodiment
(Fig. 5) in accordance with the present invention.

The power control symbol generator 838 measures
the SNIR from the pilot symbols extracted or the
20 pilot blocks generated by the pilot block generator
811, and generates the power control symbols in
response to the measured values. As a measuring
method of the SNIR, there is a method of measuring
it by obtaining the average and variance of the
25 received signal. The SNIR measurement can also be
achieved using a data symbol sequence fed back after

decision. The power control symbols generated here are supplied to the inserting section 724 of the transmitting processor 610, which inserts them into the data symbol sequence to be transmitted when
5 transmitting the next signal to the party station. Receiving the symbols, the party station uses them when transmitting a signal to the present station.

The power control symbol sequence extracting section 840 extracts from the data symbol sequence
10 the power control symbol sequence, and supplies it to the transmitting section 710 of the transmitting processor 610 to be used when transmitting the next signal to the party station.

The transmission of the power control symbol
15 sequence can be unidirectional rather than bidirectional. For example, the power control symbol sequence can be transmitted only from a base station to a mobile station to control the (transmission) power of only a reverse channel (from
20 the mobile station to the base station) in communications between the two stations.

Thus, the transceiver can achieve in its
processing highly accurate channel estimation and compensation for the channel fluctuations in the
25 data symbol sequence.

As described above, the present invention can

achieve, when performing the channel estimation of the data symbols, the highly accurate channel estimation by obtaining highly accurate channel estimates by calculating the sum of the pilot symbols which are appropriately weighted in the plurality of slots before and after the slot, to which the data symbol to be subjected to the channel estimation belongs, by using appropriate weighting factors for individual data symbols in each slot.

10 The highly accurate channel estimation together with the compensation for the channel fluctuations in the data symbols on the basis of the channel estimation makes it possible to decide the absolute phases of individual data symbols by using the absolute coherent detection, and to reduce the SNIR
15 needed for achieving the desired receiving quality (receiving error rate). As a result, the transmission power can be reduced, and the capacity of the system in terms of the number of subscribers
20 can be increased.

CLAIMS:

1. A channel estimation unit for obtaining channel estimates of data symbols from pilot symbols in a combined symbol sequence which has a plurality of slots and includes the data symbols and the pilot symbols, said channel estimation unit comprising:

means for locating the pilot symbols in the combined symbol sequence;

10 means for generating pilot blocks by extracting the pilot symbols from two or more slots in the combined symbol sequence in accordance with a located result; and

means for obtaining the channel estimates of the data symbols by calculating a weighted sum of averages of the pilot symbols in the individual pilot blocks,

wherein a magnitude of weighting differs between at least two data symbols in each slot.

20

2. A CDMA receiver which receives a combined symbol sequence that is spread, has a plurality of slots, and includes data symbols and pilot symbols, and which generates a data sequence, said CDMA receiver comprising:

25

means for receiving the spread combined symbol

sequence;

means for generating a combined symbol sequence by despread the spread combined symbol sequence;

5 means for locating the pilot symbols in the combined symbol sequence;

means for generating pilot blocks by extracting the pilot symbols from two or more slots in the combined symbol sequence in accordance with a located result;

10 means for obtaining channel estimates of the data symbols by calculating a weighted sum of averages of the pilot symbols in the individual pilot blocks;

15 means for obtaining a data symbol sequence by eliminating the pilot symbols from the combined symbol sequence in accordance with the located result;

20 means for compensating for channel fluctuations in the data symbol sequence by using the channel estimates of the data symbols; and

means for generating the data sequence by demodulating the data symbol sequence compensated for,

25 wherein a magnitude of weighting differs between at least two data symbols in each slot.

3. A CDMA transceiver including a transmitting processor and a receiving processor, said transmitting processor comprising:

means for generating a data symbol sequence by
5 modulating a data sequence;

means for generating a combined symbol sequence by inserting pilot symbols into the data symbol sequence;

means for generating a spread combined symbol
10 sequence by spreading the combined symbol sequence;
and

means for transmitting the spread combined symbol sequence,

wherein the spread combined symbol sequence to
15 be transmitted has a plurality of slots, and
said receiving processor comprising:

means for receiving the spread combined symbol sequence;

means for generating the combined symbol
20 sequence by despreading the spread combined symbol sequence;

means for locating the pilot symbols in the combined symbol sequence;

means for generating pilot blocks by extracting
25 the pilot symbols from two or more slots in the combined symbol sequence in accordance with a

located result;

means for obtaining channel estimates of the data symbols by calculating a weighted sum of averages of the pilot symbols in the individual pilot blocks;

means for obtaining a data symbol sequence by eliminating the pilot symbols from the combined symbol sequence in accordance with the located result;

means for compensating for channel fluctuations in the data symbol sequence by using the channel estimates of the data symbols; and

means for generating the data sequence by demodulating the data symbol sequence compensated for,

wherein a magnitude of weighting differs between at least two data symbols in each slot.

4. The CDMA transceiver as claimed in claim 3, wherein said transmitting processor further comprises means for inserting into the data symbol sequence a power control symbol sequence for controlling power of the data symbols and pilot symbols.

25

5. The CDMA transceiver as claimed in claim 4,

wherein said receiving processor further comprises means for measuring from the pilot symbols a signal-to-noise and interference power ratio; and for generating the power control symbol sequence from
5 the signal-to-noise and interference power ratio.

6. The CDMA transceiver as claimed in any one of claims 3-5, wherein said receiving processor further comprises means for extracting, from the data symbol
10 sequence compensated for, the power control symbol sequence for controlling power of the data symbols and pilot symbols, and said means for transmitting the spread combined symbol sequence transmits the spread combined symbol sequence in accordance with
15 the power control symbol sequence.

7. The equipment as claimed in any one of claims 1-6, wherein the power of the data symbols and pilot symbols is controlled on a slot by slot basis.
20

8. The equipment as claimed in any one of claims 1-7, wherein the number of data symbols included in each slot of the combined symbol sequence is the same, and the number of pilot symbols included in
25 each slot of the combined symbol sequence is the same.

9. The equipment as claimed in any one of claims 1-8, wherein the pilot blocks each consist of all the pilot symbols in each slot.

5

10. The equipment as claimed in any one of claims 1-9, wherein when obtaining the channel estimates of the data symbols in an n th slot in the combined symbol sequence, where n is an integer, the pilot blocks are generated from $(n-K+1)$ th slot to $(n+K)$ th slot in the combined symbol sequence, where K is a natural number.

11. The equipment as claimed in any one of claims 1-10, wherein the pilot blocks closer to the data symbol with which the channel estimate is to be obtained have a greater weight.

12. A channel estimation method of obtaining channel estimates of data symbols from pilot symbols in a combined symbol sequence which has a plurality of slots and includes the data symbols and the pilot symbols, said channel estimation method comprising the steps of:

25 locating the pilot symbols in the combined symbol sequence;

generating pilot blocks by extracting the pilot symbols from two or more slots in the combined symbol sequence in accordance with a located result; and

5 obtaining the channel estimates of the data symbols by calculating a weighted sum of averages of the pilot symbols in the individual pilot blocks, wherein a magnitude of weighting differs between at least two data symbols in each slot.

10

13. A CDMA receiving method of generating a data sequence by receiving a combined symbol sequence that has a plurality of slots, includes data symbols and pilot symbols, and is spread, said CDMA

15 receiving method comprising the steps of:

receiving the spread combined symbol sequence;

generating the combined symbol sequence by despreading the spread combined symbol sequence;

20 locating the pilot symbols in the combined symbol sequence;

generating pilot blocks by extracting the pilot symbols from two or more slots in the combined symbol sequence in accordance with a located result;

25 obtaining channel estimates of the data symbols by calculating a weighted sum of averages of the pilot symbols in the individual pilot blocks;

obtaining a data symbol sequence by eliminating the pilot symbols from the combined symbol sequence in accordance with the located result;

compensating for channel fluctuations in the
5 data symbol sequence by using the channel estimates of the data symbols; and

generating the data sequence by demodulating the data symbol sequence compensated for,

wherein a magnitude of weighting differs between
10 at least two data symbols in each slot.

14. A CDMA transmitting and receiving method comprising the steps of:

on a transmitting side,

15 generating a data symbol sequence by modulating a data sequence;

generating a combined symbol sequence by inserting pilot symbols into the data symbol sequence;

20 generating a spread combined symbol sequence by spreading the combined symbol sequence; and

transmitting the spread combined symbol sequence,

wherein the spread combined symbol sequence to
25 be transmitted has a plurality of slots, and on a receiving side,

receiving the spread combined symbol sequence;
generating the combined symbol sequence by
despreading the spread combined symbol sequence;

5 locating the pilot symbols in the combined
symbol sequence;

generating pilot blocks by extracting the pilot
symbols from two or more slots in the combined
symbol sequence in accordance with a located result;

10 obtaining channel estimates of the data symbols
by calculating a weighted sum of averages of the
pilot symbols in the individual pilot blocks;

obtaining a data symbol sequence by eliminating
the pilot symbols from the combined symbol sequence
in accordance with the located result;

15 compensating for channel fluctuations in the
data symbol sequence by using the channel estimates
of the data symbols; and

generating the data sequence by demodulating the
data symbol sequence compensated for,

20 wherein a magnitude of weighting differs between
at least two data symbols in each slot.

ABSTRACT

There are provided a channel estimation unit for achieving highly accurate channel estimation, a CDMA receiver and a CDMA transceiver with the channel
5 estimation unit. Channel estimates of data symbols are obtained from pilot symbols in a combined symbol sequence which has a plurality of slots and includes the data symbols and the pilot symbols. First, the
10 pilot symbols in the combined symbol sequence are located. Second, pilot blocks are generated by extracting the pilot symbols from two or more slots in the combined symbol sequence. Third, channel estimates of the data symbols are obtained by
15 calculating a weighted sum of averages of the pilot symbols in the individual pilot blocks. The weighted sum is carried out using appropriate weighting factors for individual data symbols in each slot. This enables highly accurate channel
20 estimation.

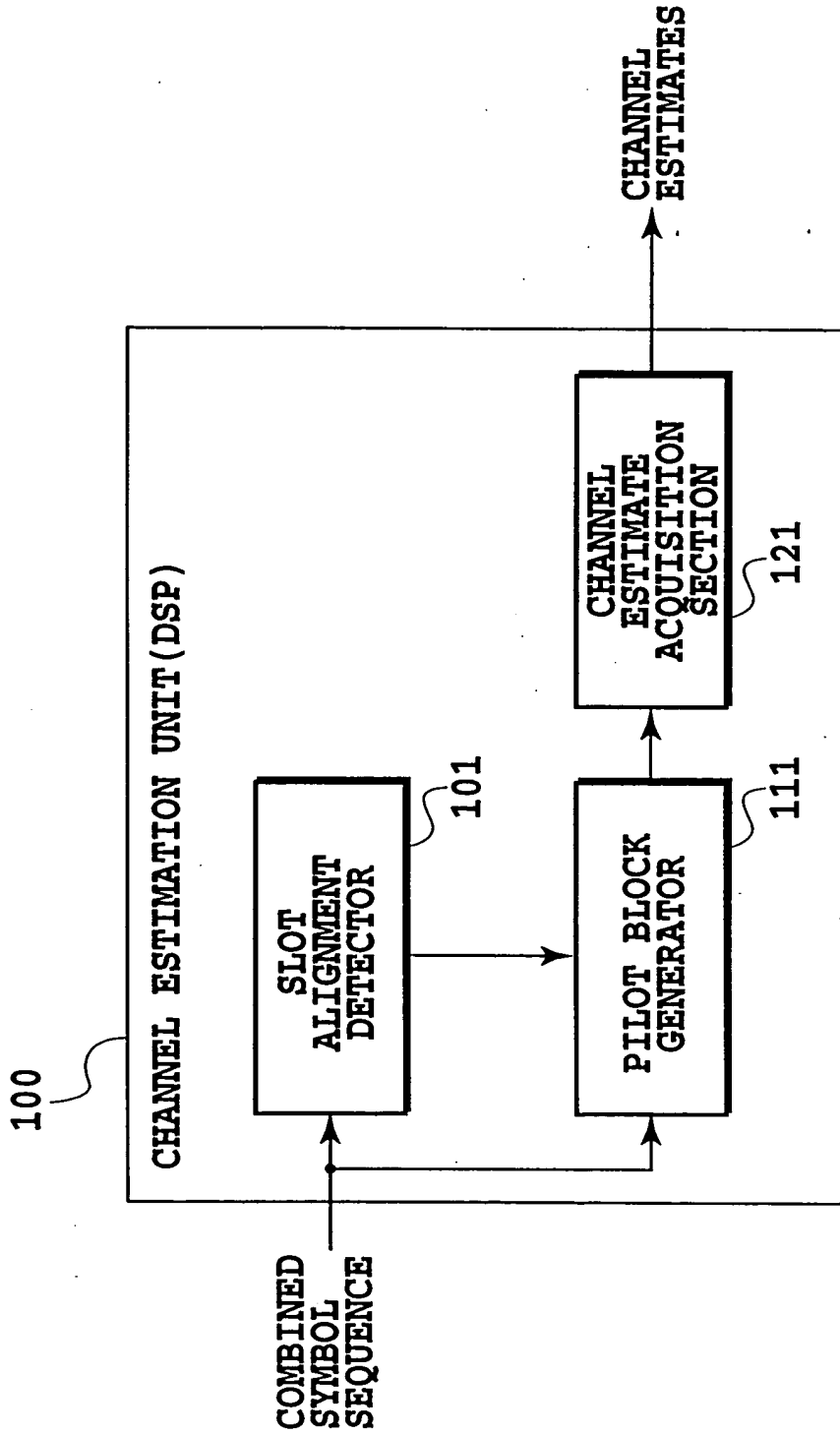


FIG.1

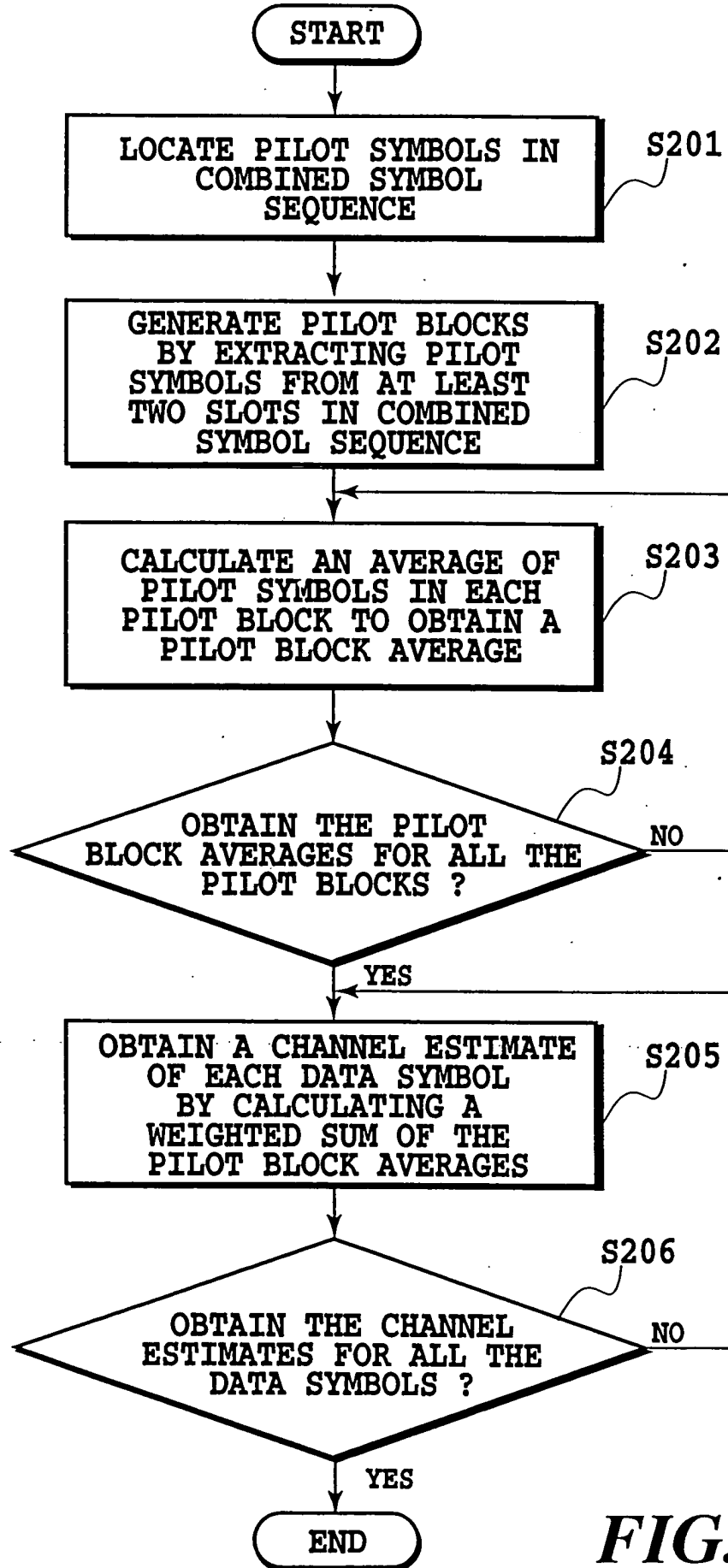
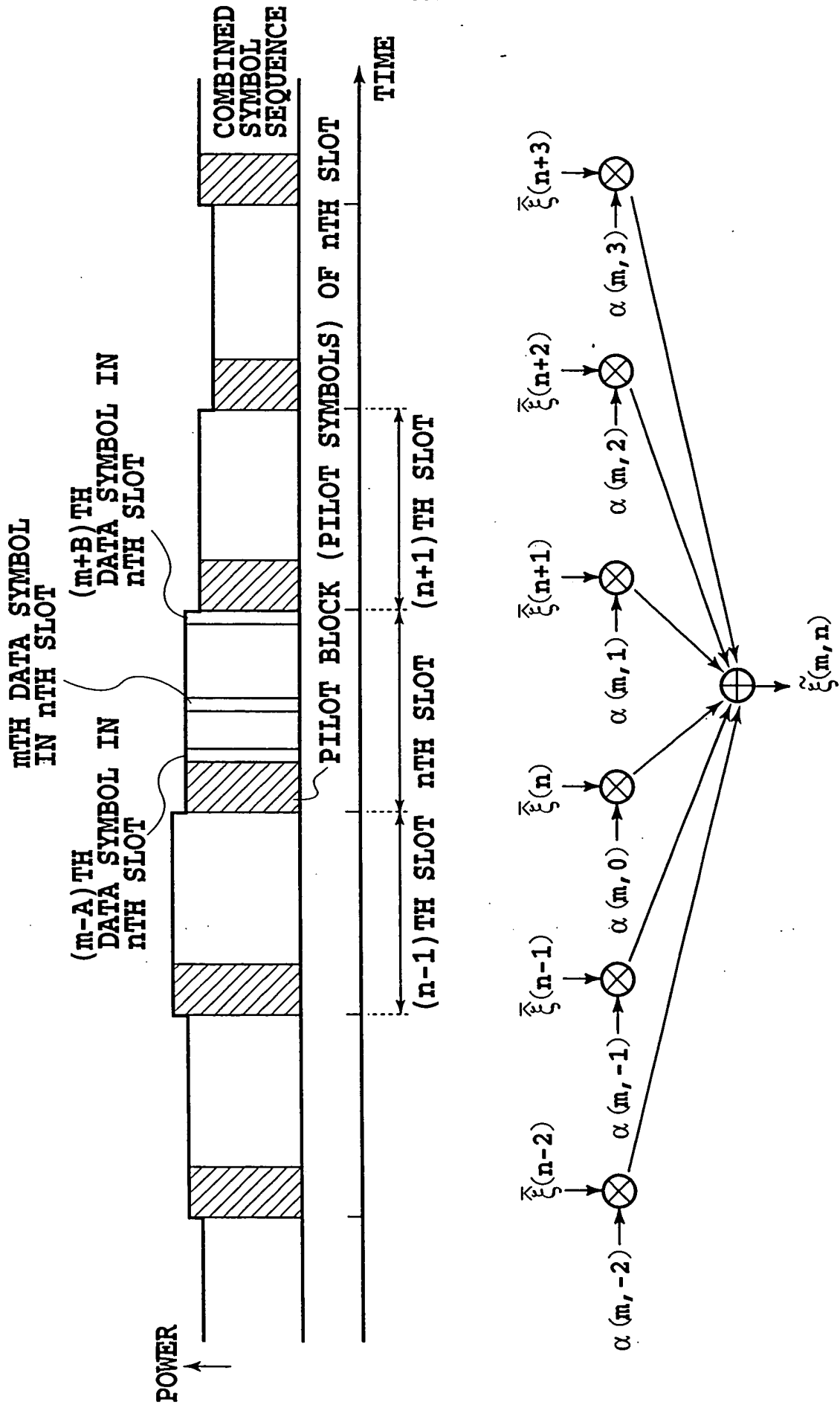


FIG.2



CHANNEL ESTIMATE OF m TH DATA SYMBOL IN n TH SLOT **FIG.3**

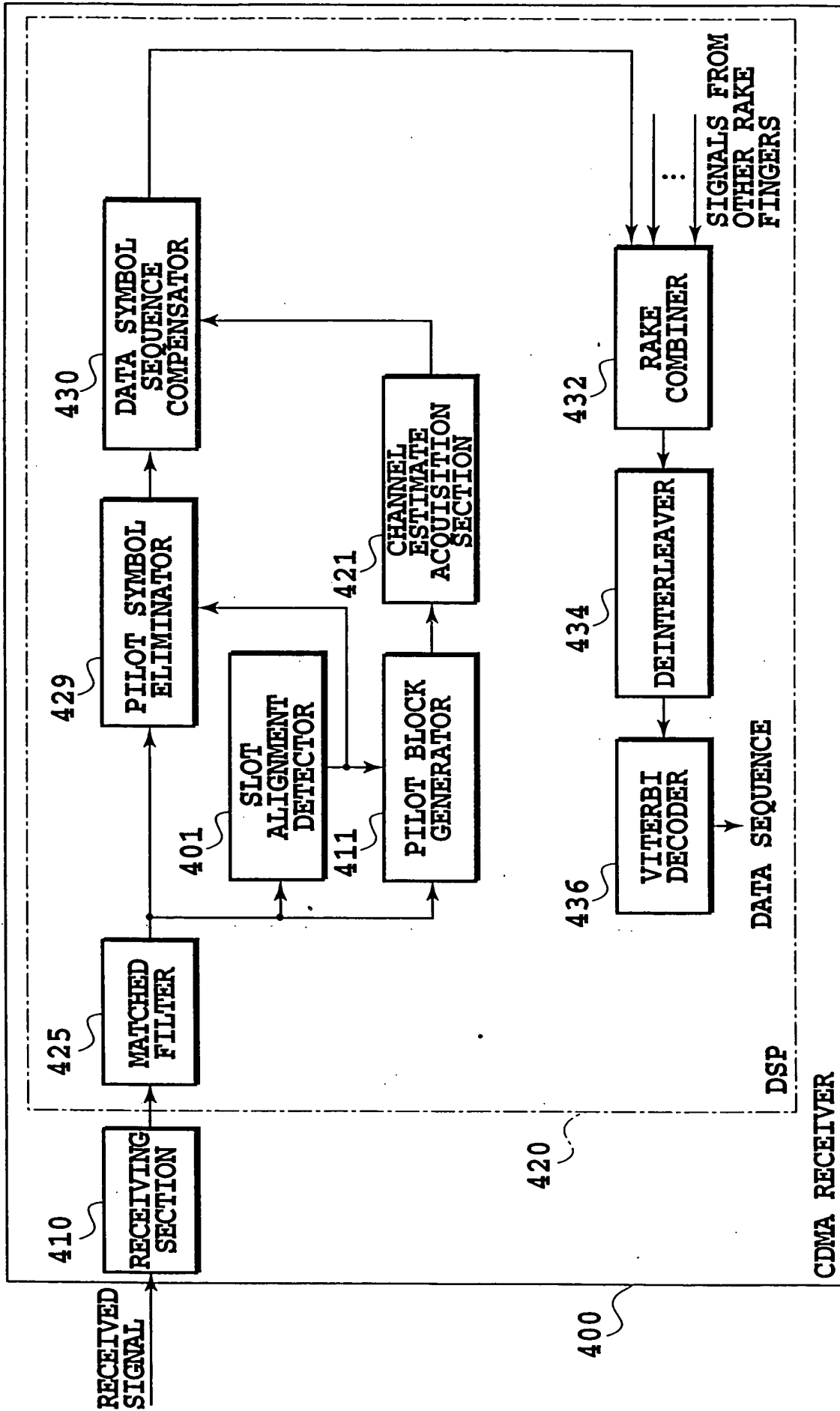


FIG.4

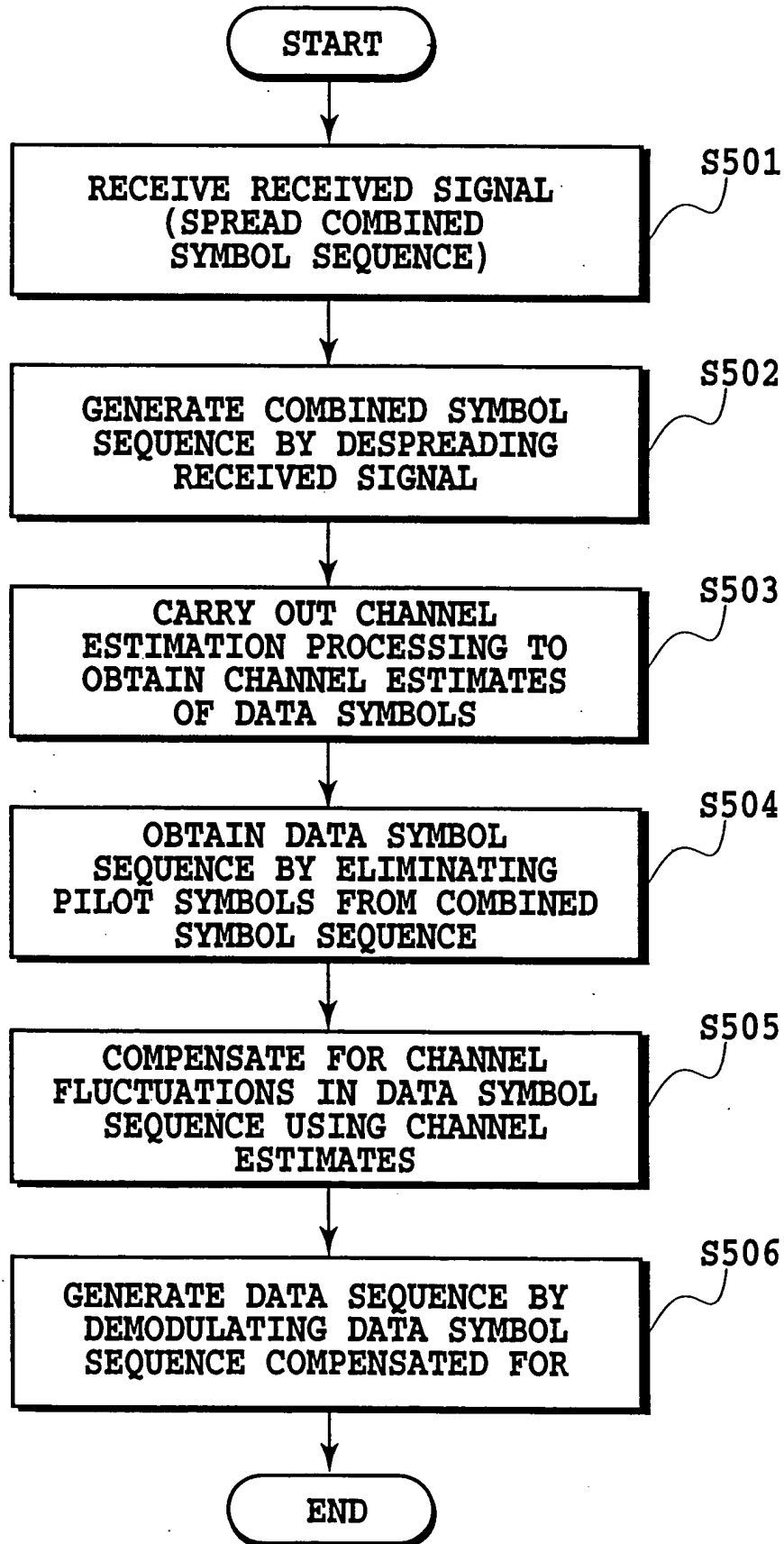


FIG.5

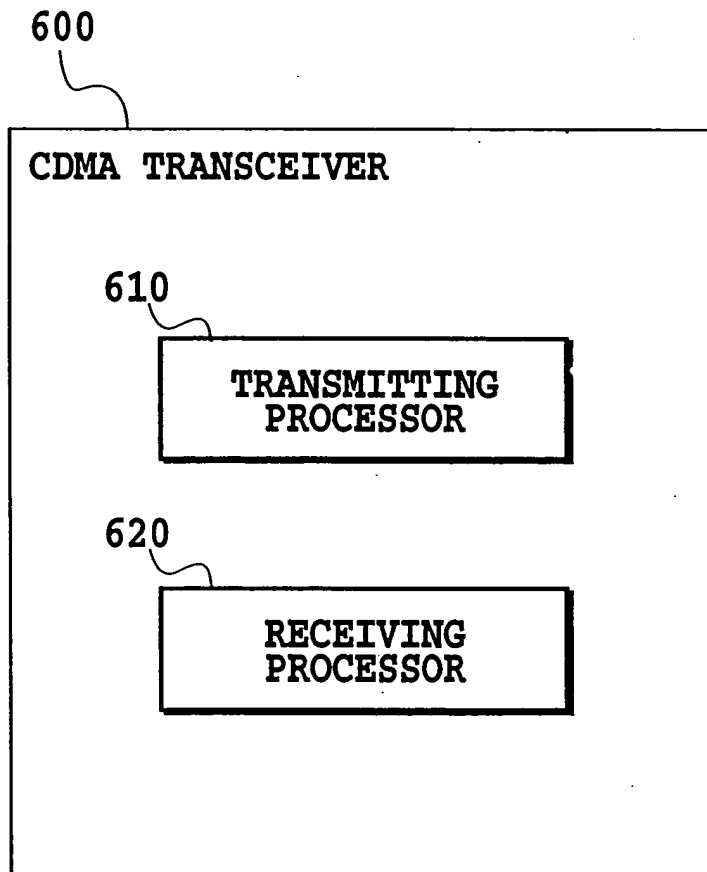


FIG.6

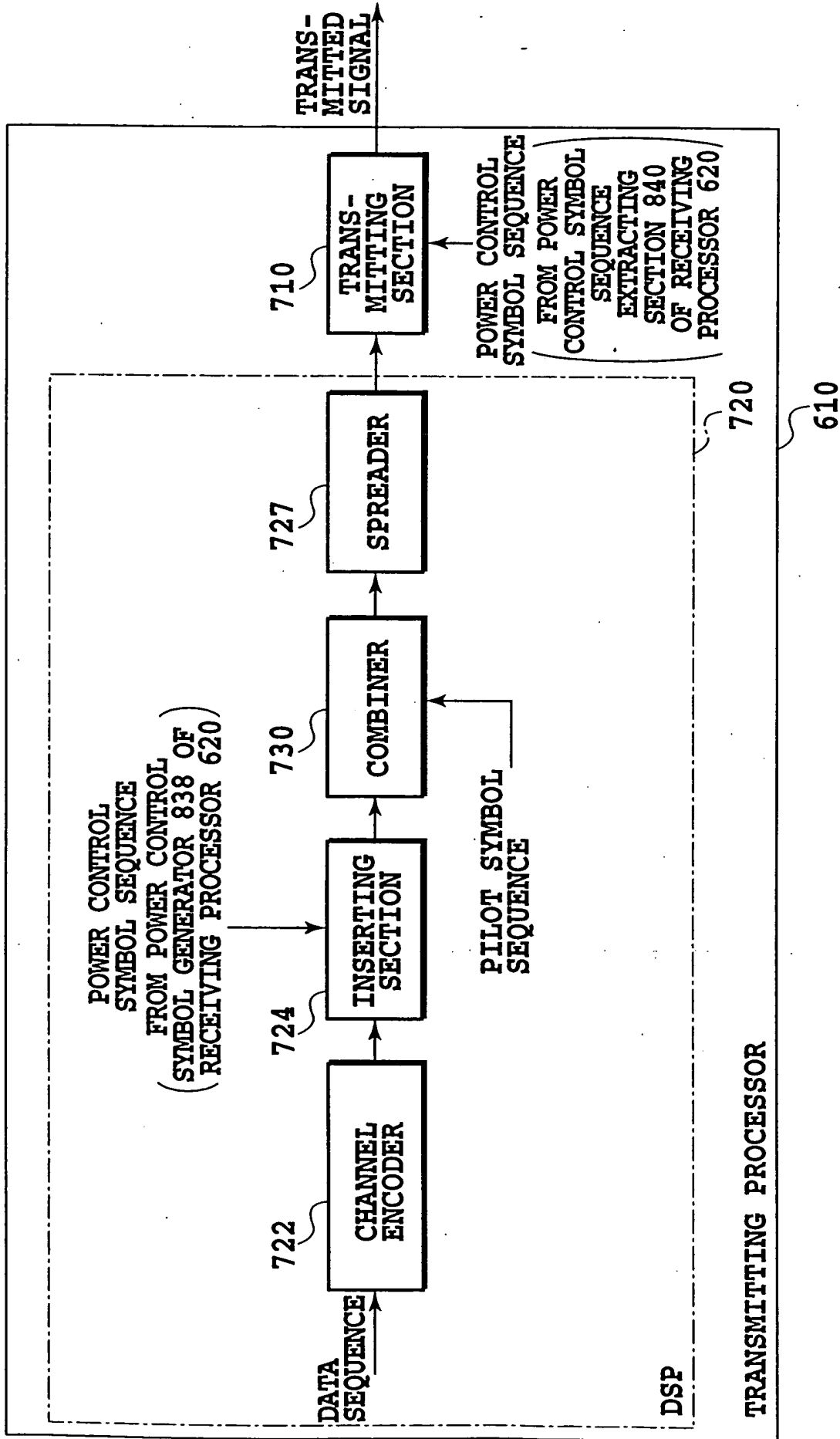


FIG. 7

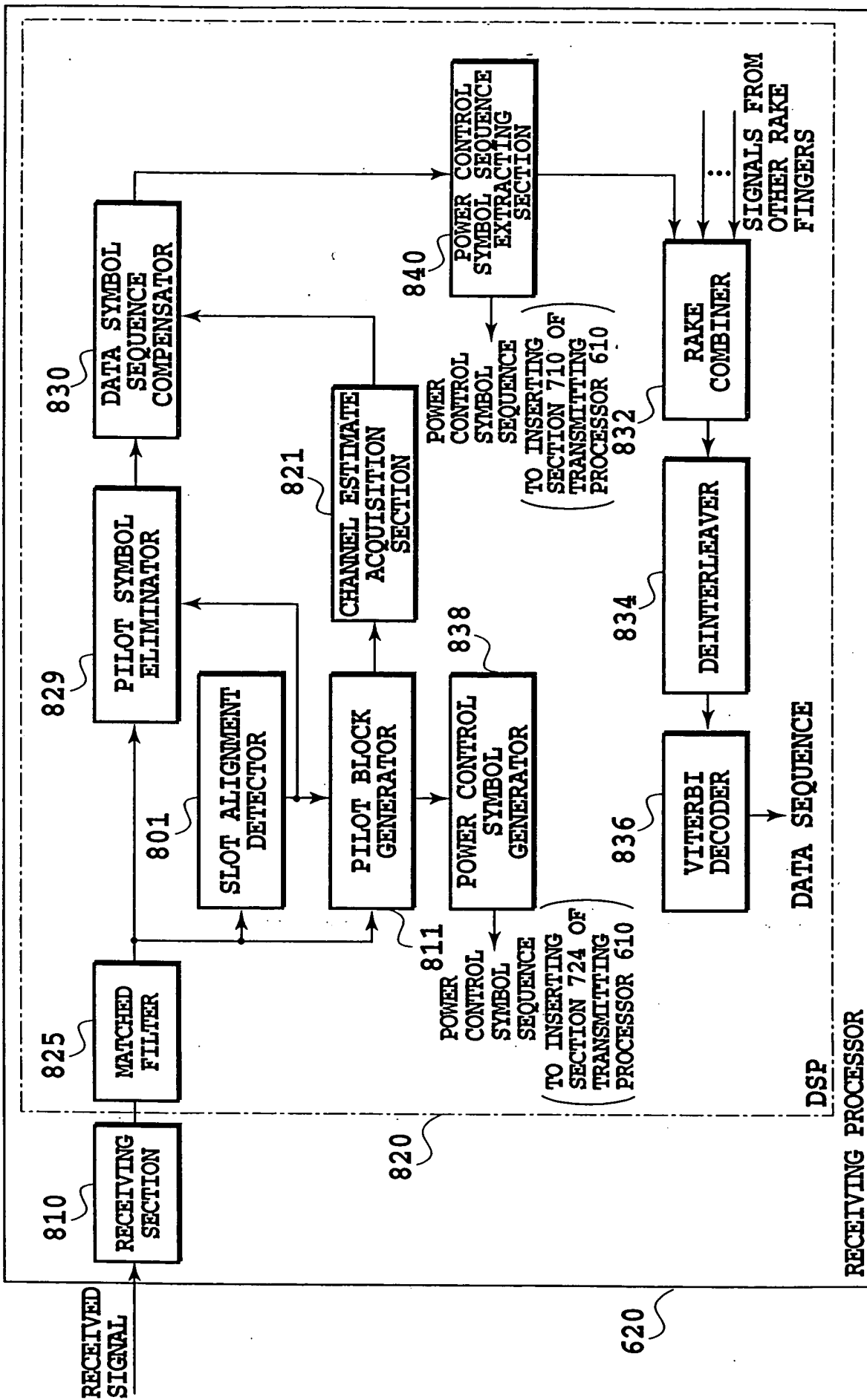


FIG. 8

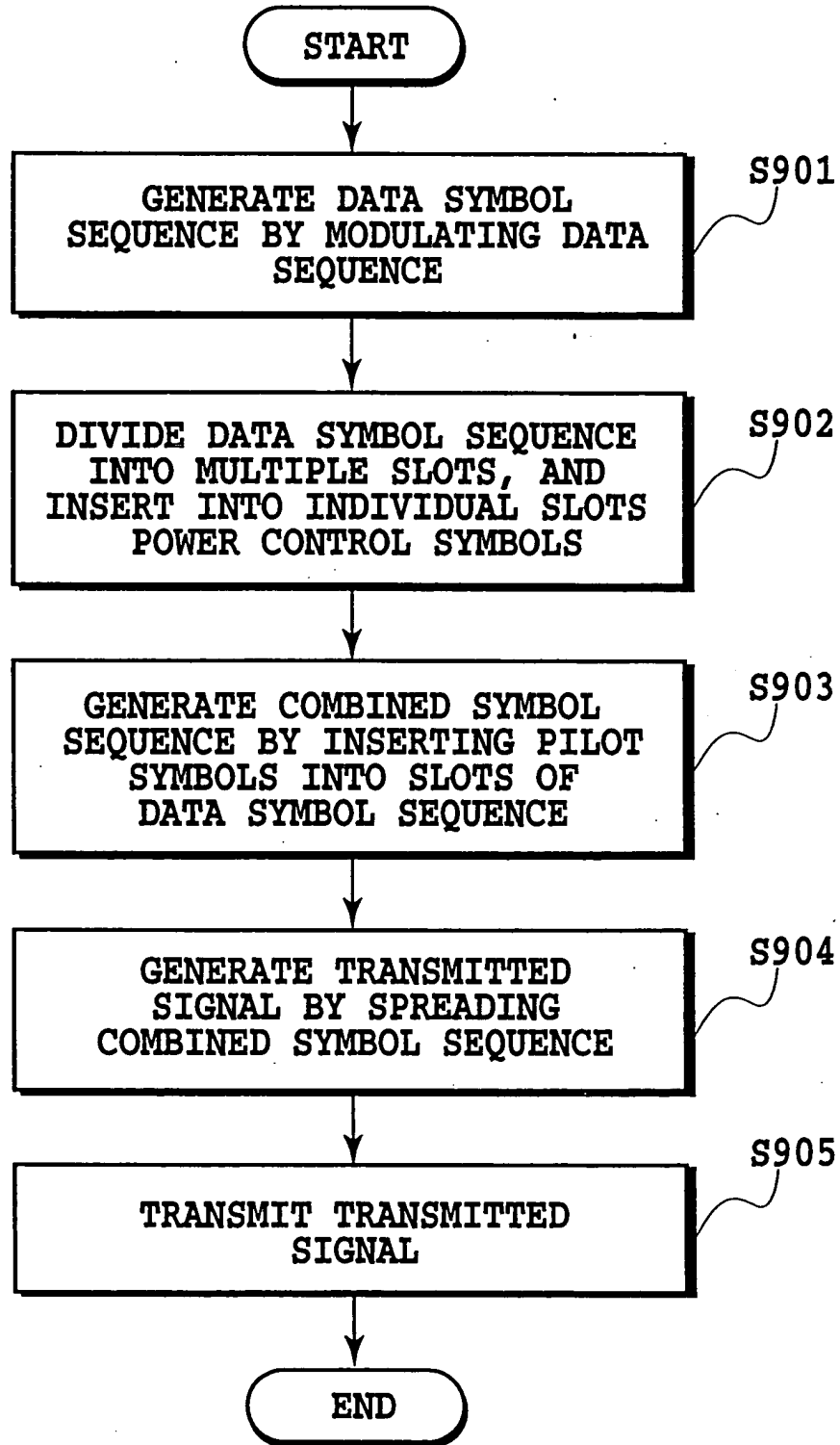


FIG.9

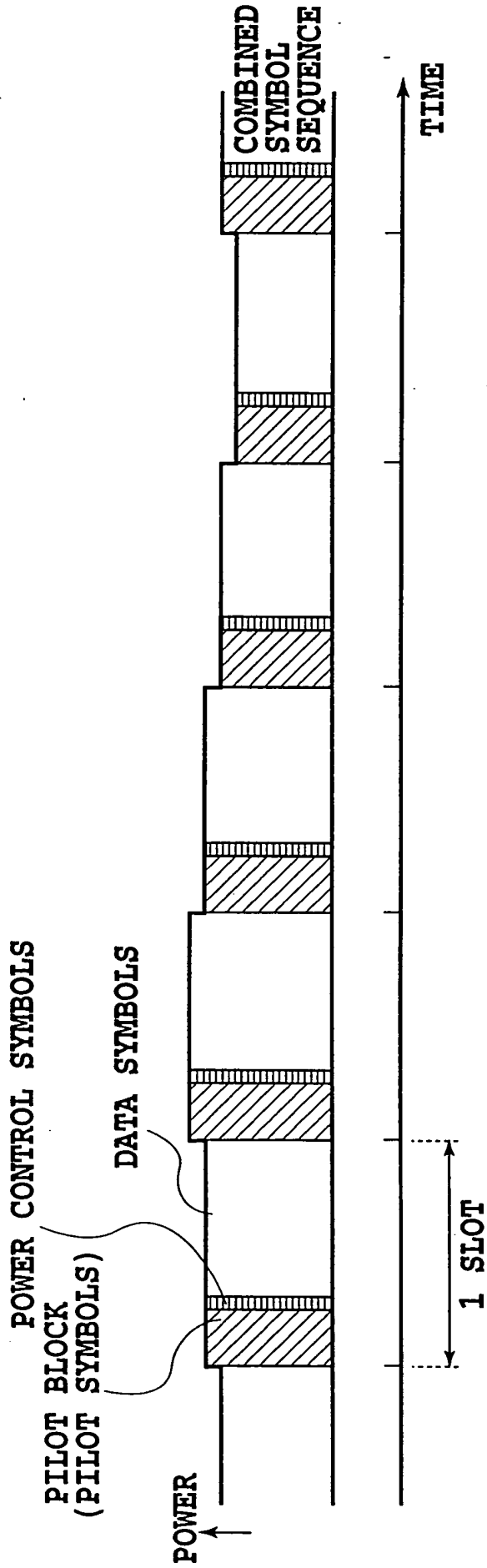
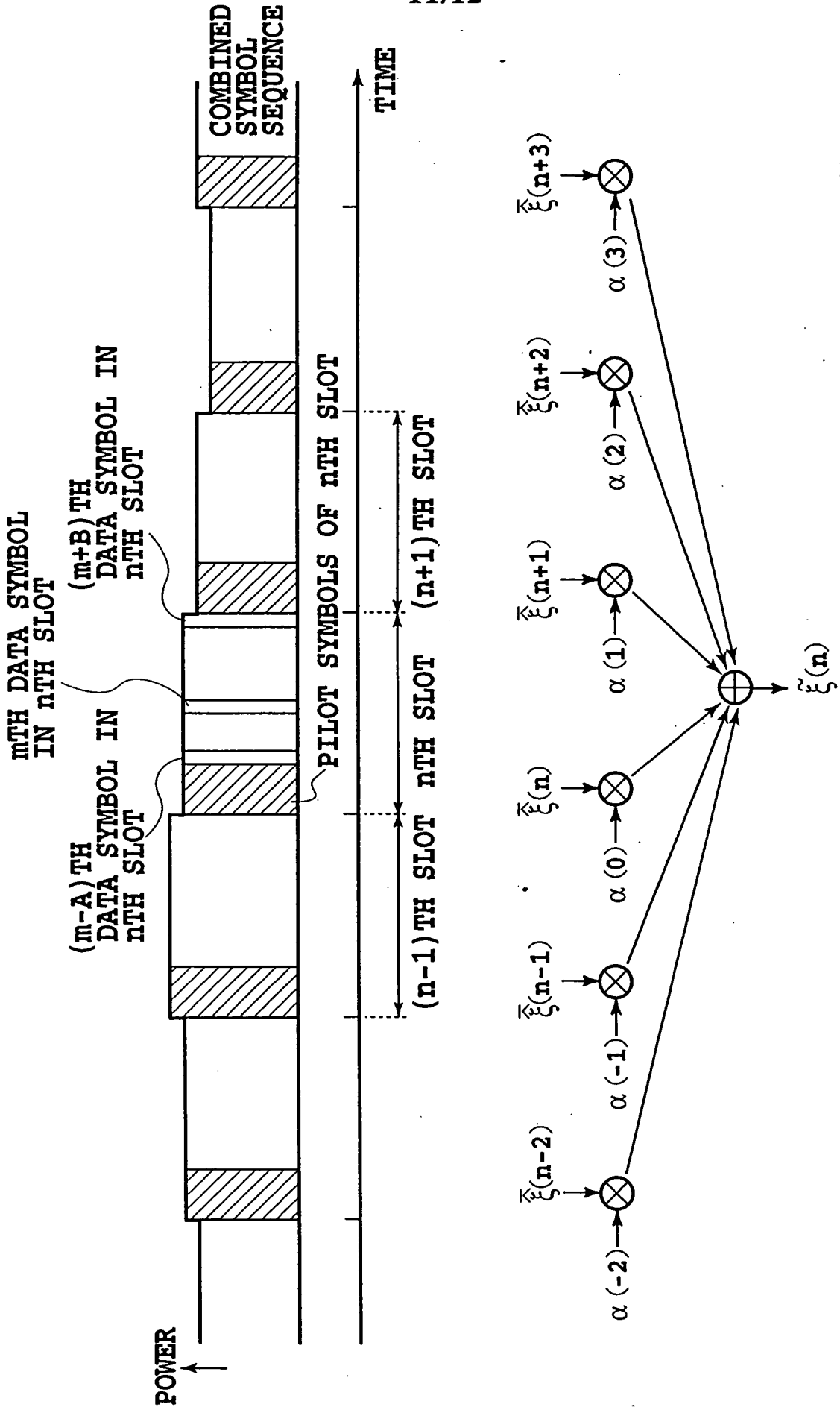


FIG.10



CHANNEL ESTIMATE COMMON TO DATA SYMBOLS IN nTH SLOT **FIG.11**

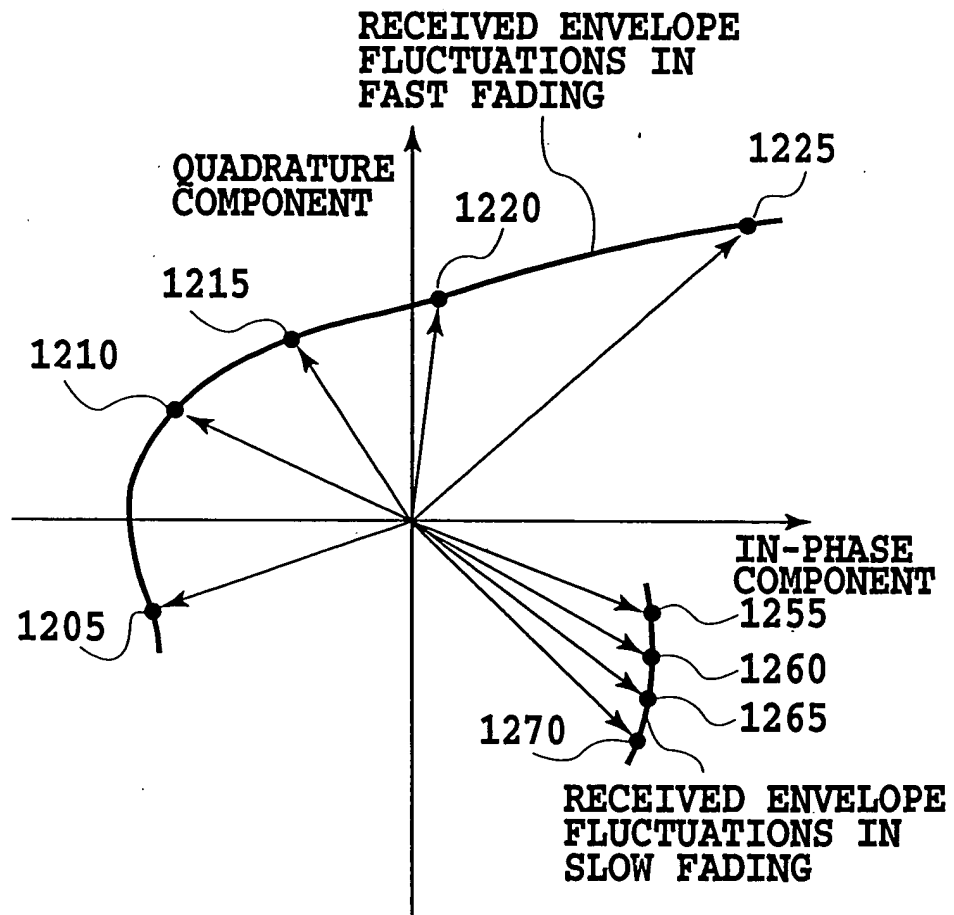


FIG.12

(57)要約

高精度なチャネル推定を行うチャネル推定装置ならびに該装置を備えたCDMA受信装置およびCDMA送受信装置を提供する。本発明では、複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含む合成シンボル系列のパイロットシンボルからデータシンボルのチャネル推定値を取得する。まず、合成シンボル系列におけるパイロットシンボルの位置を検出する。次に、2以上のスロットにおいて、合成シンボル系列からパイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成する。そして、パイロットブロックに含まれるパイロットシンボルの平均値の各々を適切に重み付け加算することにより、データシンボルのチャネル推定値を取得する。重み付け加算は、1スロット内のデータシンボルの各々に対して適切な重み付け係数を用いて行う。これにより高精度なチャネル推定を行うことができる。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

| | | | |
|-----------------|------------|----------------|---------------|
| AE アラブ首長国連邦 | ES スペイン | LI リヒテンシュタイン | SG シンガポール |
| AL アルバニア | FI フィンランド | LK スリ・ランカ | SI スロヴェニア |
| AM アルメニア | FR フランス | LR リベリア | SK スロヴァキア |
| AT オーストリア | GA ガボン | LS レント | SL シエラ・レオネ |
| AU オーストラリア | GB 英国 | LT リトアニア | SN セネガル |
| AZ アゼルバイジャン | GD グレナダ | LU ルクセンブルグ | SZ スワジランド |
| BA ボスニア・ヘルツェゴビナ | GE グルジア | LV ラトヴィア | TD チャード |
| BB バルバドス | GH ガーナ | MC モナコ | TG トーゴ |
| BE ベルギー | GN ガンビア | MD モルドヴァ | TJ タジキスタン |
| BF ブルキナ・ファソ | GN ギニア | MG マダガスカル | TM トルクメニスタン |
| BG ブルガリア | GW ギニア・ビサウ | MK マケドニア | TR トルコ |
| BJ ベナン | GR ギリシャ | ML マリ | TT トリニダード・トバゴ |
| BR ブラジル | HR クロアチア | MN モンゴル | UA ウクライナ |
| BY ベラルーシ | HU ハンガリー | MR モーリタニア | UG ウガンダ |
| CA カナダ | ID インドネシア | MW マラウイ | US 米国 |
| CF 中央アフリカ | IE アイルランド | MX メキシコ | UZ ウズベキスタン |
| CG コンゴ | IL イスラエル | NE ニジェール | VN ヴェトナム |
| CH スイス | IN インド | NL オランダ | YU ユーゴスラビア |
| CI コートジボアール | IS アイスランド | NO ノールウェー | ZA 南アフリカ共和国 |
| CM カメルーン | IT イタリア | NZ ニュー・ジージーランド | ZW ジンバブエ |
| CN 中国 | JP 日本 | PL ポーランド | |
| CU キューバ | KE ケニア | PT ポルトガル | |
| CY キプロス | KG キルギスタン | RO ルーマニア | |
| CZ チェッコ | KP 北朝鮮 | RU ロシア | |
| DE ドイツ | KR 韓国 | SD スーダン | |
| DK デンマーク | KZ カザフスタン | SE スウェーデン | |
| EE エストニア | LC セントルシア | | |

明細書

チャンネル推定装置ならびに該装置を備えたCDMA受信装置およびCDMA送受信装置

技術分野

本発明は、複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含む合成シンボル系列のパイロットシンボルからデータシンボルのチャンネル推定（伝搬路推定）を行う装置ならびに該装置を備えたCDMA（Code Division Multiple Access：符号分割多元接続）受信装置およびCDMA送受信装置に関する。

背景技術

移動通信環境下においては、移動局と基地局との相対位置の変動に伴うレイリーフェージングに起因した通信チャンネルの振幅変動、位相変動が生ずる。そのため、従来、データ（情報）を搬送波位相で伝送する位相変調方法においては、送信側では送信しようとするデータを差動符号化して、前後のシンボルの相対位相にデータを載せておき、受信側では遅延検波を行うことによりデータを識別、判定する方法が一般的であった。

しかし、遅延検波では、前述のように送信するデータを差動符号化するため、無線区間での1ビット誤りがデータの2ビット誤りになってしまい、同期検波、例えば2相位相変調方式（BPSK変調）と比較して、同じSNIR（Signal-to-Noise and Interference power Ratio：希望受信信号電力対干渉・雑音電力比）で受信誤り率が3dB劣化する。

一方、受信信号の位相を各データシンボル毎に絶対位相で識別判定する絶対同期検波は高効率な受信特性であるが、レイリーフェージング環境下において受信絶対位相を判定することは困難である。

この問題に対し、文献1：“Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Radio Communication: Seiichi Sampei and Terumi Sunaga, IEEE Trans. Vehicular Technol. VT-42, No.2, May 1993”では、データシンボル間に一定周期で挿入された位相既知のパイロットシンボルを用いてフェージング歪みを推定し、補償する方法が提案されている。文献1の方法においては、数データシンボルごとにパイロットシンボルを1つ挿入し、このパイロットシンボルの受信位相を基にチャンネル推定を行う。すなわち、該当するデータシンボル区間の前後のパイロットシンボルでの各通信者の各パスの受信信号の振幅、位相測定を行い、この測定値を内挿することにより、データシンボル区間のチャンネル変動を推定し、補償する。

これに対し、文献2：“Channel Estimation Filter Using Time-Multiplexed Pilot Channel for Coherent RAKE Combining in DS-CDMA Mobile Radio: Hidehiro Ando et.al, IEICE Trans. Commun. Vol.81-B, No.7, July 1998”では、より多くのパイロットシンボルを用いてチャンネル推定を行うことにより、より高精度なチャンネル推定を行う方法が提案されている。

図11は、文献2によるチャンネル推定の方法を示す。この方法においては、瞬時のレイリー変動に追従するために、スロット単位で送信電力制御を行っている。従って、図11に示すように、データシンボルおよびパイロットシンボルによる合成シンボル系列の振幅（電力）はスロット単位で変化し、また送信の際の増幅器の動作により位相も僅かに変化する。このような送信電力制御により、例えば、DS-CDMA（Direct Sequence CDMA：直接拡散CDMA）の上りチャンネルにおいて、他ユーザからの相互相関に起因する干渉信号に対してSNIRを確保することができる。

データシンボルのチャンネル推定は、データシンボル間に一定周期で挿入されたパイロットシンボルを用いて行う。具体的には、チャンネル推定を行うデータシンボルの属するスロットの前後複数のスロットにおいて、パイロットシンボル $\hat{\xi}$ （複素フェージング包絡線推定値：estimated complex fading envelope）の平均をと

り（同相加算して）、その平均値 $\bar{\xi}$ を重み付け係数 α で重み付け加算してチャンネル推定値 $\bar{\xi}$ を取得することにより行う。このようにして高精度なチャンネル推定を行う。

また、異なるスロットに属する多くのパイロットシンボルを用いてチャンネル推定を行うことにより高精度なチャンネル推定を行うことができる。スロットが異なるパイロットシンボル間では電力が異なるが、この差に起因するチャンネル推定誤差よりも、より多くのスロットのパイロットシンボルを用いることによる熱雑音、干渉信号の影響の低減効果の方が大きいからである。

しかし、文献2の方法では、各スロット内のチャンネル変動は小さいものとして、1スロット内のすべてのデータシンボルに対して、同じ重み付け係数 α を用いて同じチャンネル推定値 $\bar{\xi}$ を取得しているため、高精度なチャンネル推定を行うことが困難である。

例えば、図11において、 n 番目のスロットの $m-A$ 番目（ A ：自然数）のデータシンボルに対しても、 $m+B$ 番目（ B ：自然数）のデータシンボルに対しても、同じ重み付け係数 $\alpha(0)$ 、 $\alpha(1)$ 等を用いて同じチャンネル推定値 $\bar{\xi}(n)$ を取得することになる。

しかし、 $m-A$ 番目のデータシンボルについては、 n 番目のスロットのパイロットシンボルの重み付けを最も大きくすべきであると考えられる。なぜなら、 n 番目のスロットのパイロットシンボルが $m-A$ 番目のデータシンボルに（時間的に）最も近く、当該データシンボルを送信した際のチャンネルの状態を最も反映しているからである。

これに対して、 $m+B$ 番目のデータシンボルについては、 $n+1$ 番目のスロットのパイロットシンボルの重み付けを最も大きくすべきであると考えられる。なぜなら、 $n+1$ 番目のスロットのパイロットシンボルが $m+B$ 番目のデータシンボルに（時間的に）最も近く、当該データシンボルを送信した際のチャンネルの状態を最も反映しているからである。

したがって、同じスロット内のデータシンボルであっても、それぞれのデータシンボルに応じた適切な重み付けを用いてチャネル推定値を取得するべきである。

図12は、フェージングに起因する受信包絡線変動の一例を示す図である。点1205、1210、1215、1220および1225は、高速フェージング時における一定の時間間隔ごとの受信包絡線の値を示す点である。点1255、1260、1265および1270は、低速フェージング時における同じ一定の時間間隔ごとの受信包絡線の値を示す点である。

高速フェージング時には、低速フェージング時と比べて受信包絡線変動が大きい。したがって、特に高速フェージング時には、同じスロット内のデータシンボルであっても、それぞれのデータシンボルに応じた適切な重み付け係数を用いて高精度なチャネル推定を行うことが重要である。

発明の開示

本発明は上記問題を解決するためになされたものであり、データシンボルのチャネル推定を行う際に、1スロット内のデータシンボルの各々に対して適切な重み付け係数を用いて、そのデータシンボルの属するスロットの前後複数のスロットにおけるパイロットシンボルを適切に重み付け加算し、高精度なチャネル推定値を取得することにより、高精度なチャネル推定を行うことを目的とする。

高精度なチャネル推定およびそれに基づくデータシンボルのチャネル変動の補償を行うことができれば、例えば、レイリーフェージング環境下においても、絶対同期検波を用いてデータシンボルごとに絶対位相を判定することができ、所要の受信品質（受信誤り率）を得るために必要なSNIRを低減させることができる。したがって、送信電力を低減させることができ、システムの加入者容量を増大させることができる。

上記目的を達成するために、請求項1に記載の発明は、複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含む合成シンボル系列の前記パイロ

トシンボルから前記データシンボルのチャネル推定値を取得するチャネル推定装置であって、前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出する手段と、前記検出結果に基づき、2以上のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成する手段と、前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、前記データシンボルのチャネル推定値を取得する手段とを備え、1スロット内の少なくとも2つのデータシンボルの間で前記重み付けの大きさが異なることを特徴とする。

請求項2に記載の発明は、複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含む拡散された合成シンボル系列を受信し、データ系列を生成するCDMA受信装置であって、前記拡散された合成シンボル系列を受信する手段と、前記拡散された合成シンボル系列を逆拡散して合成シンボル系列を生成する手段と、前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出する手段と、前記検出結果に基づき、2以上のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成する手段と、前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、前記データシンボルのチャネル推定値を取得する手段と、前記検出結果に基づき、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを除去してデータシンボル系列を取得する手段と、前記データシンボルの前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償する手段と、前記補償のなされたデータシンボル系列を復調して前記データ系列を生成する手段とを備え、1スロット内の少なくとも2つのデータシンボルの間で前記重み付けが異なることを特徴とする。

請求項3に記載の発明は、送信処理部と受信処理部とを備えたCDMA送受信装置であって、前記送信処理部は、データ系列を変調してデータシンボル系列を生成する手段と、前記データシンボル系列にパイロットシンボルを挿入して合成

シンボル系列を生成する手段と、前記合成シンボル系列を拡散して拡散された合成シンボル系列を生成する手段と、前記拡散された合成シンボル系列を送信する手段とを備え、送信される前記拡散された合成シンボル系列は複数のスロットを有し、前記受信処理部は、前記拡散された合成シンボル系列を受信する手段と、前記拡散された合成シンボル系列を逆拡散して前記合成シンボル系列を生成する手段と、前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出する手段と、前記検出結果に基づき、2以上のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成する手段と、前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、前記データシンボルのチャネル推定値を取得する手段と、前記検出結果に基づき、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを除去してデータシンボル系列を取得する手段と、前記データシンボルの前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償する手段と、前記補償のなされたデータシンボル系列を復調して前記データ系列を生成する手段とを備え、1スロット内の少なくとも2つのデータシンボルの間で前記重み付けが異なることを特徴とする。

請求項4に記載の発明は、請求項3に記載のCDMA送受信装置において、前記送信処理部は、前記データシンボルおよび前記パイロットシンボルの電力を制御するための電力制御シンボル系列を前記データシンボル系列に挿入する手段をさらに備えたことを特徴とする。

請求項5に記載の発明は、請求項4に記載のCDMA送受信装置において、前記受信処理部は、前記パイロットシンボルより希望受信信号電力対雑音・干渉電力比を測定し、該希望受信信号電力対雑音・干渉電力比に基づき、前記電力制御シンボル系列を生成する手段をさらに備えたことを特徴とする。

請求項6に記載の発明は、請求項3ないし5のいずれかに記載のCDMA送受信装置において、前記受信処理部は、前記データシンボルおよびパイロットシン

7

ボルの電力を制御するための電力制御シンボル系列を前記補償のなされたデータシンボル系列から取り出す手段をさらに備え、前記拡散された合成シンボル系列を送信する手段は、前記電力制御シンボル系列に基づき前記拡散された合成シンボル系列を送信することを特徴とする。

請求項 7 に記載の発明は、請求項 1 ないし 6 のいずれかに記載の装置において、前記データシンボルおよび前記パイロットシンボルの電力はスロット単位で制御されることを特徴とする。

請求項 8 に記載の発明は、請求項 1 ないし 7 のいずれかに記載の装置において、前記合成シンボル系列の各スロットに含まれるデータシンボルの数は同一であり、前記合成シンボル系列の各スロットに含まれるパイロットシンボルの数は同一であることを特徴とする。

請求項 9 に記載の発明は、請求項 1 ないし 8 のいずれかに記載の装置において、前記パイロットブロックは、スロット内のすべてのパイロットシンボルから形成されることを特徴とする。

請求項 10 に記載の発明は、請求項 1 ないし 9 のいずれかに記載の装置において、前記合成シンボル系列中の n 番目 (n は整数) のスロットのデータシンボルの前記チャンネル推定値を取得する場合、前記パイロットブロックは、前記合成シンボル系列中の $(n - K + 1)$ 番目 (K は自然数) のスロットから $(n + K)$ 番目のスロットまでにおいて生成されることを特徴とする。

請求項 11 に記載の発明は、請求項 1 ないし 10 のいずれかに記載の装置において、前記チャンネル推定値を取得しようとするデータシンボルに近いパイロットブロックほど、前記重み付けの大きさが大きいことを特徴とする。

請求項 12 に記載の発明は、複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含む合成シンボル系列の前記パイロットシンボルから前記データシンボルのチャンネル推定値を取得するチャンネル推定方法であって、前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出するステップと、前記検

出結果に基づき、2以上のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成するステップと、前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、前記データシンボルのチャンネル推定値を取得するステップとを備え、1スロット内の少なくとも2つのデータシンボルの間で前記重み付けの大きさが異なることを特徴とする。

請求項13に記載の発明は、複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含む拡散された合成シンボル系列を受信し、データ系列を生成するCDMA受信方法であって、前記拡散された合成シンボル系列を受信するステップと、前記拡散された合成シンボル系列を逆拡散して合成シンボル系列を生成するステップと、前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出するステップと、前記検出結果に基づき、2以上のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成するステップと、前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、前記データシンボルのチャンネル推定値を取得するステップと、前記検出結果に基づき、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを除去してデータシンボル系列を取得するステップと、前記データシンボルの前記チャンネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャンネル変動を補償するステップと、前記補償のなされたデータシンボル系列を復調して前記データ系列を生成するステップとを備え、1スロット内の少なくとも2つのデータシンボルの間で前記重み付けが異なることを特徴とする。

請求項14に記載の発明は、CDMA送受信方法であって、送信側において、データ系列を変調してデータシンボル系列を生成するステップと、前記データシンボル系列にパイロットシンボルを挿入して合成シンボル系列を生成するステップと、前記合成シンボル系列を拡散して拡散された合成シンボル系列を生成するステップと、前記拡散された合成シンボル系列を送信するステップとを備え、送

信される前記拡散された合成シンボル系列は複数のスロットを有し、受信側において、前記拡散された合成シンボル系列を受信するステップと、前記拡散された合成シンボル系列を逆拡散して前記合成シンボル系列を生成するステップと、前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出するステップと、前記検出結果に基づき、2以上のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成するステップと、前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、前記データシンボルのチャンネル推定値を取得するステップと、前記検出結果に基づき、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを除去してデータシンボル系列を取得するステップと、前記データシンボルの前記チャンネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャンネル変動を補償するステップと、前記補償のなされたデータシンボル系列を復調して前記データ系列を生成するステップとを備え、1スロット内の少なくとも2つのデータシンボルの間で前記重み付けが異なることを特徴とする。

図面の簡単な説明

図1は、本発明の第1実施形態に係るチャンネル推定装置の構成例を示す図である。

図2は、本発明の第1実施形態に係るチャンネル推定装置によるチャンネル推定処理例を示すフローチャートである。

図3は、本発明の第1実施形態に係るチャンネル推定装置によるチャンネル推定の動作原理を、チャンネル推定例を用いて示す図である。

図4は、本発明の第2実施形態に係るCDMA受信装置の構成例を示す図である。

図5は、本発明の第2実施形態に係るCDMA受信装置による受信処理例を示すフローチャートである。

図6は、本発明の第3実施形態に係るCDMA送受信装置の構成例を示す図である。

図7は、本発明の第3実施形態に係るCDMA送受信装置の送信処理部の構成例を示す図である。

図8は、本発明の第3実施形態に係るCDMA送受信装置の受信処理部の構成例を示す図である。

図9は、本発明の第3実施形態に係るCDMA送受信装置の送信処理部による送信処理例を示すフローチャートである。

図10は、電力制御シンボルが挿入された合成シンボル系列の例を示す図である。

図11は、関連技術によるチャネル推定の動作原理を示す図である。

図12は、フェージングに起因する受信包絡線変動の一例を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、図面を参照して、本発明を実施するための最良の形態を詳細に説明する。

(第1実施形態)

図1は、本発明の第1実施形態に係るチャネル推定装置の構成例を示す図である。本実施形態に係るチャネル推定装置100は、複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含む合成シンボル系列のパイロットシンボルからデータシンボルのチャネル推定値を取得する。

チャネル推定装置100は、スロット同期検出部101、パイロットブロック生成部111およびチャネル推定値取得部121を備える。チャネル推定装置100は、本実施形態においては、DSP(Digital Signal Processor) (およびプログラムを格納したメモリ) によりソフトウェアとして実現されているが、ハードウェアとして実現してもよい。ハードウェアとして実現する場合には、必要に応じて遅延回路等も用いる。

図2は、本実施形態に係るチャネル推定装置によるチャネル推定処理例を示すフローチャートであり、図3は、本実施形態に係るチャネル推定装置によるチャネル推定の動作原理を、 n 番目（ここで、 n は整数）のスロットの m 番目（ここで、 m は整数）のデータシンボルのチャネル推定値を取得する例を用いて示す図である。

図3の例における合成シンボル系列はスロット単位で送信電力制御されている。また、合成シンボル系列の各スロットは、複数かつ一定長のパイロットシンボルに複数かつ一定長のデータシンボルが続く形で構成されている。ただし、各スロットにおけるデータシンボルおよびパイロットシンボルは単数としてもよいし、可変長としてもよい。また、データシンボルのみのスロット、またはパイロットシンボルのみのスロットがあってもよい。さらに、各スロットにおけるデータシンボルおよびパイロットシンボルの配置は自由である。

図2において、まず、ステップS201において、スロット同期検出部101により合成シンボル系列におけるパイロットシンボルの位置を検出する。

ステップS202において、ステップS201の検出結果に基づき、パイロットブロック生成部111により、2以上のスロットにおいて、合成シンボル系列からパイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成する。図3の例では、 $(n-K+1)$ 番目（ここで、 K は自然数であり、図3の例では $K=3$ としている）のスロットから $(n+K)$ 番目のスロットまでにおいて、合成シンボル系列からパイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成している。パイロットブロックとはパイロットシンボルの集合である。

本実施形態においては、スロット内のすべてのパイロットシンボルによりパイロットブロックを形成しているが、スロット内の一部のパイロットシンボルによりパイロットブロックを形成してもよい。また、1パイロットシンボルにより1パイロットブロックを生成することもできる。さらに、パイロットブロックに含まれるパイロットシンボルの数は、スロットごとに異なるものとしてもよい。

パイロットブロックは、 n 番目のスロットのデータシンボルのチャネル推定値を求める場合に、図3の例のように n 番目のスロットを中心に時間的に前後にはほぼ同数個のスロットにおいて生成しなくてもよい。したがって、チャネル推定の遅延を考慮して、 n 番目のスロットより小さい（時間的に前の）スロットのみにおいて、パイロットブロックを生成することもできる。

ステップS203～S206において、チャネル推定値取得部121により、データシンボルのチャネル推定値を取得する。まず、ステップS203でパイロットブロックに含まれるパイロットシンボル $\hat{\xi}$ （複素フェージング包絡線推定値）の平均をとり、パイロットブロック平均値 $\bar{\xi}$ を取得する。これをすべてのパイロットブロックについて行う（ステップS204）。1パイロットブロックに1パイロットシンボルしか含まれない場合には、そのパイロットシンボル $\hat{\xi}$ がそのままパイロットブロック平均値 $\bar{\xi}$ となる。図3の例では、 $n+i$ 番目のスロットのパイロットブロック（ $i=-K+1\sim K$ 、 $K=3$ ）の各々についてパイロットブロック平均値 $\bar{\xi}(n+i)$ を取得している。

ステップS205でパイロットブロック平均値 $\bar{\xi}$ の各々を重み付け係数 α で重み付け加算して、データシンボルのチャネル推定値 $\tilde{\xi}$ を取得する。図3の例では、 $n+i$ 番目のパイロットブロックの重み係数を $\alpha(m, i)$ として、 n 番目のスロットの m 番目のデータシンボルのチャネル推定値 $\tilde{\xi}(m, n)$ を取得している。チャネル推定値 $\tilde{\xi}(m, n)$ は式(1)で与えられる。

$$\tilde{\xi}(m, n) = \sum_{i=-K+1}^K \alpha(m, i) \cdot \bar{\xi}(n+i) \quad (1)$$

重み係数 $\alpha(m, i)$ の大きさは、チャネル推定値を取得しようとするデータシンボル（ n 番目のスロットの m 番目のデータシンボル）に近い（時間的に近い）パイロットブロックほど大きくすることが好ましい。チャネルは時々刻々と変動しており、そのようなパイロットブロックほど、当該データシンボルを送信した

際のチャネルの状態を反映しているからである。

例えば、図3において、 n 番目のスロットの $m-A$ 番目 (A :自然数) のデータシンボルについては、 n 番目のスロットのパイロットブロックの重み付けを最も大きくすることが好ましい。また、 n 番目のスロットの $m+B$ 番目 (B :自然数) のデータシンボルについては、 $n+1$ 番目のスロットのパイロットブロックの重み付けを最も大きくすることが好ましい。

上記ステップS205を、チャネル推定値を取得しようとするすべてのデータシンボルについて行う(ステップS206)。

このようにして高精度なチャネル推定値を取得することができる。

(第2実施形態)

図4は、本発明の第2実施形態に係るCDMA受信装置の構成例を示す図である。本実施形態に係るCDMA受信装置400は、複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含む拡散された合成シンボル系列を受信し、データ系列を生成する。

CDMA受信装置400は、受信部410、マッチトフィルタ425、スロット同期検出部401、パイロットブロック生成部411、チャネル推定値取得部421、パイロットシンボル除去部429、データシンボル系列補償部430、レイク合成部432、ディインターリーバ434、およびビタビ復号部436を備える。図4に示すように、本実施形態においては、マッチトフィルタ425、スロット同期検出部401等はDSP(およびプログラムを格納したメモリ)420によりソフトウェアとして実現されているが、ハードウェアとして実現してもよい。スロット同期検出部401、パイロットブロック生成部411およびチャネル推定値取得部421の構成および機能は、本発明の第1実施形態に係るチャネル推定装置100の対応する要素と同様である。

図5は、本実施形態に係るCDMA受信装置による受信処理例を示すフローチャートである。まず、ステップS501において、受信部410により受信信号、

すなわち拡散された合成シンボル系列を受信する。

ステップS 5 0 2において、マッチトフィルタ4 2 5により、受信信号を逆拡散して合成シンボル系列を生成する。

ステップS 5 0 3において、スロット同期検出部4 0 1、パイロットブロック生成部4 1 1およびチャネル推定値取得部4 2 1により、チャネル推定処理を行い、データシンボルのチャネル推定値を取得する。このチャネル推定処理は、本発明の第1実施形態に係るチャネル推定装置1 0 0によるチャネル推定処理(図2)と同様である。

ステップS 5 0 4において、パイロットシンボル除去部4 2 9により、スロット同期検出部4 0 1の検出結果に基づき、合成シンボル系列からパイロットシンボルを除去してデータシンボル系列を取得する。

ステップS 5 0 5において、データシンボル系列補償部4 3 0により、ステップS 5 0 3で得られたチャネル推定値 $\hat{\xi}$ を用いてデータシンボル系列のチャネル変動を補償する。より具体的には、データシンボル系列にチャネル推定値 $\hat{\xi}$ の複素共役を乗じることによりデータシンボルのチャネル変動を補償する。

ステップS 5 0 6において、レイク合成部4 3 2、ディインターリーバ4 3 4およびビタビ復号部4 3 6により、補償されたデータシンボル系列を復調してデータ系列を生成する。レイク合成部4 3 2では、各レイクフィンガからの補償されたデータシンボル系列を同相合成する。

このようにして受信処理において、高精度なチャネル推定およびデータシンボル系列のチャネル変動の補償を行うことができる。

(第3実施形態)

図6は、本発明の第3実施形態に係るCDMA送受信装置の構成例を示す図である。本実施形態に係るCDMA送受信装置6 0 0は、送信処理部6 1 0と受信処理部6 2 0とを備える。本実施形態においては、自局(本CDMA送受信装置)と通信相手局との間で電力制御シンボルの送受信も行っている。ここで、電力制

御シンボルとは、データシンボルおよびパイロットシンボルの電力を制御するためのシンボル（コマンド）である。

送信処理部610の構成例を図7に、受信処理部の構成例を図8に示す。

図7に示すように、送信処理部610は、送信部710、通信路符号化部722、挿入部724、合成部730、および拡散部727を備える。本実施形態においては、通信路符号化部722、挿入部724等はDSP（およびプログラムを格納したメモリ）720によりソフトウェアとして実現されているが、ハードウェアとして実現してもよい。

図9は、本実施形態に係るCDMA送受信装置の送信処理部による送信処理例を示すフローチャートである。まず、ステップS901において、通信路符号化部722により、データ系列を変調（符号化）して、データシンボル系列を生成する。

ステップS902において、挿入部724により、データシンボル系列を複数のスロットに分割し、各スロットに電力制御シンボルを挿入する。ここで挿入した電力制御シンボルは、これを受信した通信相手局が自局にデータシンボルおよびパイロットシンボルを送信する際に、それらシンボルの電力を決定するのに用いられる。

ステップS903において、合成部730により、データシンボル系列の各スロットにパイロットシンボルを挿入して合成シンボル系列を生成する。なお、電力制御シンボルの挿入を、パイロットシンボルの挿入の後で行うようにしてもよい。

図10は、電力制御シンボルが挿入された合成シンボル系列の例を示す図である。

なお、本実施形態においては、各スロットにデータシンボル、パイロットシンボル、電力制御シンボルを含む合成シンボル系列を生成しているが、これ以外の合成シンボル系列を生成するようにすることもできる。

図9に戻り、ステップS904において、拡散部727により、合成シンボル系列を拡散して送信信号（拡散された合成シンボル系列）を生成する。

ステップS905において、送信部710により、電力制御シンボル系列に基づき送信信号をスロットごとに電力制御しながら送信する。この電力制御シンボルは、通信相手局から自局に送られてきたものである。なお、各シンボルの複数スロットへの分割は、ステップS902およびS903で行わずに、送信の直前に行ってもよい。

次に、図8に示すように、受信処理部620は、受信部810、マッチトフィルタ825、スロット同期検出部801、パイロットブロック生成部811、チャネル推定値取得部821、パイロットシンボル除去部829、データシンボル系列補償部830、レイク合成部832、ディインターリーバ834、ビタビ復号部836、電力制御シンボル生成部838、および電力制御シンボル系列取出部840を備える。本実施形態においては、マッチトフィルタ825、スロット同期検出部801等はDSP（およびプログラムを格納したメモリ）820によりソフトウェアとして実現されているが、ハードウェアとして実現してもよい。スロット同期検出部801、パイロットブロック生成部811およびチャネル推定値取得部821の構成および機能は、本発明の第1実施形態に係るチャネル推定装置100の対応する要素と同様である。また、受信部810、マッチトフィルタ825等の構成および機能は、本発明の第2実施形態に係るCDMA受信装置の対応する要素と同様である。したがって、受信処理部620では、本発明の第2実施形態に係るCDMA受信装置の受信処理（図5）と同様の処理が行われる。

電力制御シンボル生成部838は、パイロットブロック生成部811で取り出されたパイロットシンボル、または生成されたパイロットブロックよりSNIRを測定し、この測定値に基づいて電力制御シンボルを生成する。ここで、SNIRの測定法としては受信信号の平均値と分散を求めることにより測定する方法などがある。また、SNIRの測定には判定帰還したデータシンボル系列を併用す

ることも可能である。ここで生成された電力制御シンボルは、送信処理部 610 の挿入部 724 へ送られ、通信相手局に次に信号を送信する際にデータシンボル系列に挿入され、送信される。そして、このシンボルを受信した通信相手局が次に自局に信号を送信する際にこのシンボルを用いる。

電力制御シンボル系列取出部 840 は、データシンボル系列から電力制御シンボル系列を取り出す。取り出した電力制御シンボルは、送信処理部 610 の送信部 710 へ送られ、通信相手局に次に信号を送信する際に用いられる。

電力制御シンボル系列の送信は双方向でなく、一方向としてもよい。例えば、基地局と移動局との通信において、上りチャネル（移動局から基地局への送信）の（送信）電力のみを制御するために、電力制御シンボル系列を基地局から移動局にのみ送信するようにしてもよい。

このようにして送受信処理において、高精度なチャネル推定およびデータシンボル系列のチャネル変動の補償を行うことができる。

以上説明したように、本発明によれば、データシンボルのチャネル推定を行う際に、1 スロット内のデータシンボルの各々に対して適切な重み付け係数を用いて、そのデータシンボルの属するスロットの前後複数のスロットにおけるパイロットシンボルを適切に重み付け加算し、高精度なチャネル推定値を取得することにより、高精度なチャネル推定を行うことができる。

高精度なチャネル推定およびそれに基づくデータシンボルのチャネル変動の補償を行うことができれば、例えば、レイリーフェージング環境下においても、絶対同期検波を用いてデータシンボルごとに絶対位相を判定することができ、所要の受信品質（受信誤り率）を得るために必要な SNIR を低減させることができる。したがって、送信電力を低減させることができ、システムの加入者容量を増大させることができる。

請求の範囲

1. 複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含む合成シンボル系列の前記パイロットシンボルから前記データシンボルのチャネル推定値を取得するチャネル推定装置であって、

前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出する手段と、

前記検出結果に基づき、2以上のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成する手段と、

前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、前記データシンボルのチャネル推定値を取得する手段と

を備え、1スロット内の少なくとも2つのデータシンボルの間で前記重み付けの大きさが異なることを特徴とする装置。

2. 複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含む拡散された合成シンボル系列を受信し、データ系列を生成するCDMA受信装置であって、

前記拡散された合成シンボル系列を受信する手段と、

前記拡散された合成シンボル系列を逆拡散して合成シンボル系列を生成する手段と、

前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出する手段と、

前記検出結果に基づき、2以上のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成する手段と、

前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、前記データシンボルのチャネル推定値を取得する手段と、

前記検出結果に基づき、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを除去してデータシンボル系列を取得する手段と、

前記データシンボルの前記チャンネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャンネル変動を補償する手段と、

前記補償のなされたデータシンボル系列を復調して前記データ系列を生成する手段と

を備え、1スロット内の少なくとも2つのデータシンボルの間で前記重み付けが異なることをことを特徴とする装置。

3. 送信処理部と受信処理部とを備えたCDMA送受信装置であって、

前記送信処理部は、

データ系列を変調してデータシンボル系列を生成する手段と、

前記データシンボル系列にパイロットシンボルを挿入して合成シンボル系列を生成する手段と、

前記合成シンボル系列を拡散して拡散された合成シンボル系列を生成する手段と、

前記拡散された合成シンボル系列を送信する手段と

を備え、送信される前記拡散された合成シンボル系列は複数のスロットを有し、

前記受信処理部は、

前記拡散された合成シンボル系列を受信する手段と、

前記拡散された合成シンボル系列を逆拡散して前記合成シンボル系列を生成する手段と、

前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出する手段と、

前記検出結果に基づき、2以上のスロットにおいて、前記合成シンボル系列

から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成する手段と、
前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、前記データシンボルのチャネル推定値を取得する手段と、
前記検出結果に基づき、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを除去してデータシンボル系列を取得する手段と、
前記データシンボルの前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償する手段と、
前記補償のなされたデータシンボル系列を復調して前記データ系列を生成する手段と
を備え、1スロット内の少なくとも2つのデータシンボルの間で前記重み付けが異なることをことを特徴とする装置。

4. 請求項3に記載のCDMA送受信装置において、前記送信処理部は、前記データシンボルおよび前記パイロットシンボルの電力を制御するための電力制御シンボル系列を前記データシンボル系列に挿入する手段をさらに備えたことを特徴とする装置。

5. 請求項4に記載のCDMA送受信装置において、前記受信処理部は、前記パイロットシンボルより希望受信信号電力対雑音・干渉電力比を測定し、該希望受信信号電力対雑音・干渉電力比に基づき、前記電力制御シンボル系列を生成する手段をさらに備えたことを特徴とする装置。

6. 請求項3ないし5のいずれかに記載のCDMA送受信装置において、前記受信処理部は、前記データシンボルおよびパイロットシンボルの電力を制御するための電力制御シンボル系列を前記補償のなされたデータシンボル系列から取り出す手段をさらに備え、前記拡散された合成シンボル系列を送信する手段は、前

記電力制御シンボル系列に基づき前記拡散された合成シンボル系列を送信することを特徴とする装置。

7. 請求項1ないし6のいずれかに記載の装置において、前記データシンボルおよび前記パイロットシンボルの電力はスロット単位で制御されることを特徴とする装置。

8. 請求項1ないし7のいずれかに記載の装置において、前記合成シンボル系列の各スロットに含まれるデータシンボルの数は同一であり、前記合成シンボル系列の各スロットに含まれるパイロットシンボルの数は同一であることを特徴とする装置。

9. 請求項1ないし8のいずれかに記載の装置において、前記パイロットブロックは、スロット内のすべてのパイロットシンボルから形成されることを特徴とする装置。

10. 請求項1ないし9のいずれかに記載の装置において、前記合成シンボル系列中の n 番目 (n は整数) のスロットのデータシンボルの前記チャンネル推定値を取得する場合、前記パイロットブロックは、前記合成シンボル系列中の $(n - K + 1)$ 番目 (K は自然数) のスロットから $(n + K)$ 番目のスロットまでにおいて生成されることを特徴とする装置。

11. 請求項1ないし10のいずれかに記載の装置において、前記チャンネル推定値を取得しようとするデータシンボルに近いパイロットブロックほど、前記重み付けの大きさが大きいことを特徴とする装置。

12. 複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含む合成シンボル系列の前記パイロットシンボルから前記データシンボルのチャネル推定値を取得するチャネル推定方法であって、

前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出するステップと、

前記検出結果に基づき、2以上のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成するステップと、

前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、前記データシンボルのチャネル推定値を取得するステップとを備え、1スロット内の少なくとも2つのデータシンボルの間で前記重み付けの大きさが異なることを特徴とする方法。

13. 複数のスロットを有し、データシンボルとパイロットシンボルとを含む拡散された合成シンボル系列を受信し、データ系列を生成するCDMA受信方法であって、

前記拡散された合成シンボル系列を受信するステップと、

前記拡散された合成シンボル系列を逆拡散して合成シンボル系列を生成するステップと、

前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出するステップと、

前記検出結果に基づき、2以上のスロットにおいて、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成するステップと、

前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、前記データシンボルのチャネル推定値を取得するステップと、

前記検出結果に基づき、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを除去してデータシンボル系列を取得するステップと、

前記データシンボルの前記チャネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャネル変動を補償するステップと、

前記補償のなされたデータシンボル系列を復調して前記データ系列を生成するステップと

を備え、1スロット内の少なくとも2つのデータシンボルの間で前記重み付けが異なることを特徴とする方法。

14. CDMA送受信方法であって、

送信側において、

データ系列を変調してデータシンボル系列を生成するステップと、

前記データシンボル系列にパイロットシンボルを挿入して合成シンボル系列を生成するステップと、

前記合成シンボル系列を拡散して拡散された合成シンボル系列を生成するステップと、

前記拡散された合成シンボル系列を送信するステップと

を備え、送信される前記拡散された合成シンボル系列は複数のスロットを有し、

受信側において、

前記拡散された合成シンボル系列を受信するステップと、

前記拡散された合成シンボル系列を逆拡散して前記合成シンボル系列を生成するステップと、

前記合成シンボル系列における前記パイロットシンボルの位置を検出するステップと、

前記検出結果に基づき、2以上のスロットにおいて、前記合成シンボル系列

から前記パイロットシンボルを取り出し、パイロットブロックを生成するステップと、

前記パイロットブロックに含まれる前記パイロットシンボルの平均値の各々を重み付け加算して、前記データシンボルのチャンネル推定値を取得するステップと、

前記検出結果に基づき、前記合成シンボル系列から前記パイロットシンボルを除去してデータシンボル系列を取得するステップと、

前記データシンボルの前記チャンネル推定値を用いて前記データシンボル系列のチャンネル変動を補償するステップと、

前記補償のなされたデータシンボル系列を復調して前記データ系列を生成するステップと

を備え、1スロット内の少なくとも2つのデータシンボルの間で前記重み付けが異なることをことを特徴とする方法。

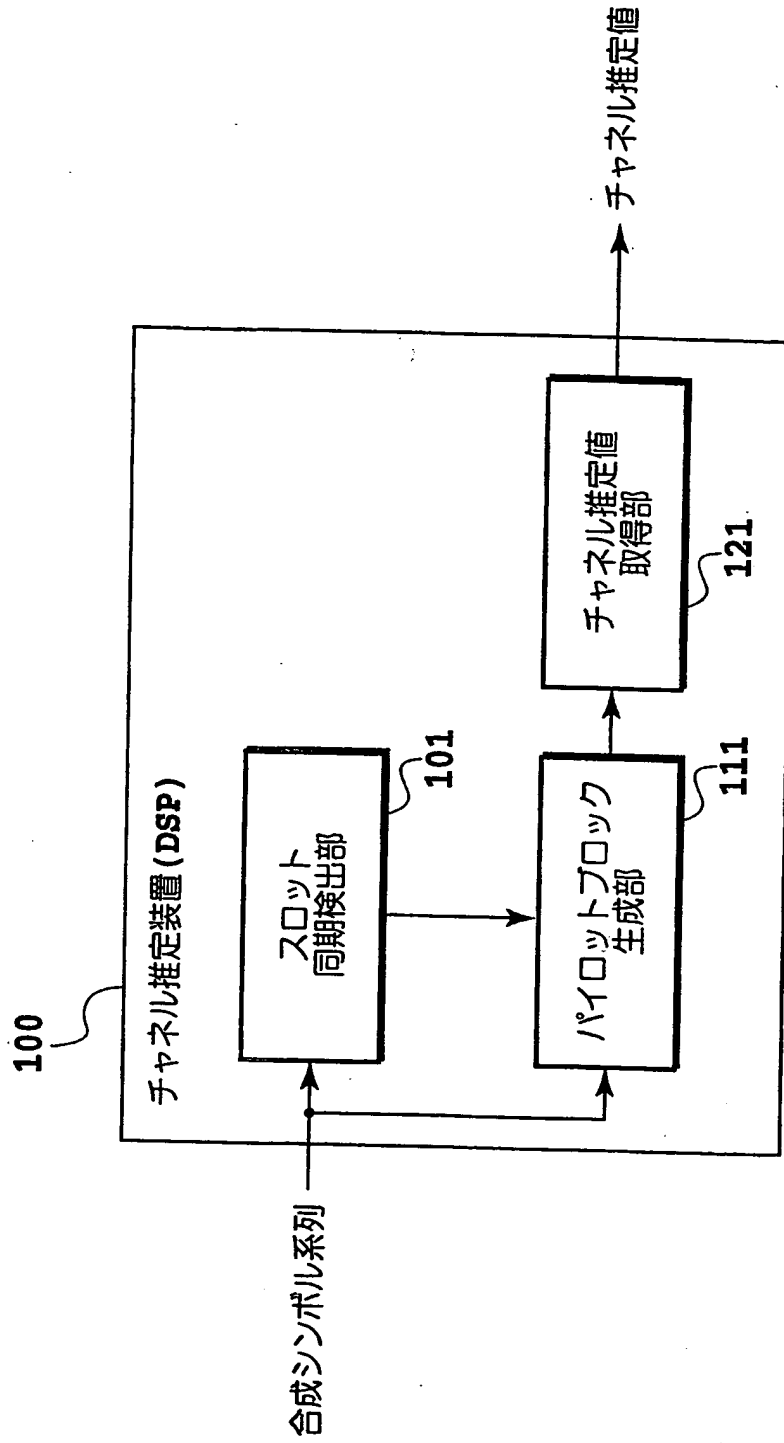


FIG.1

2/12

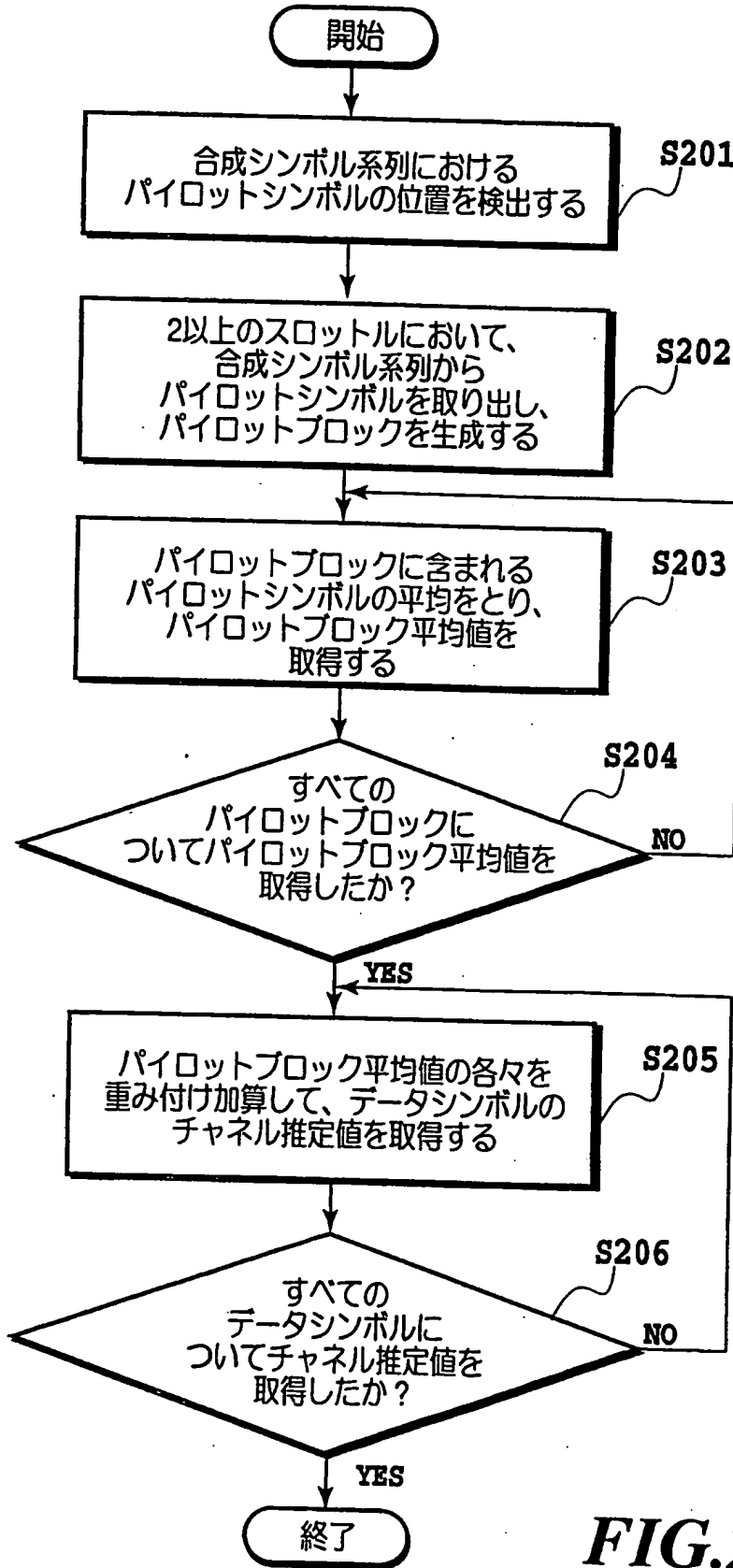


FIG.2

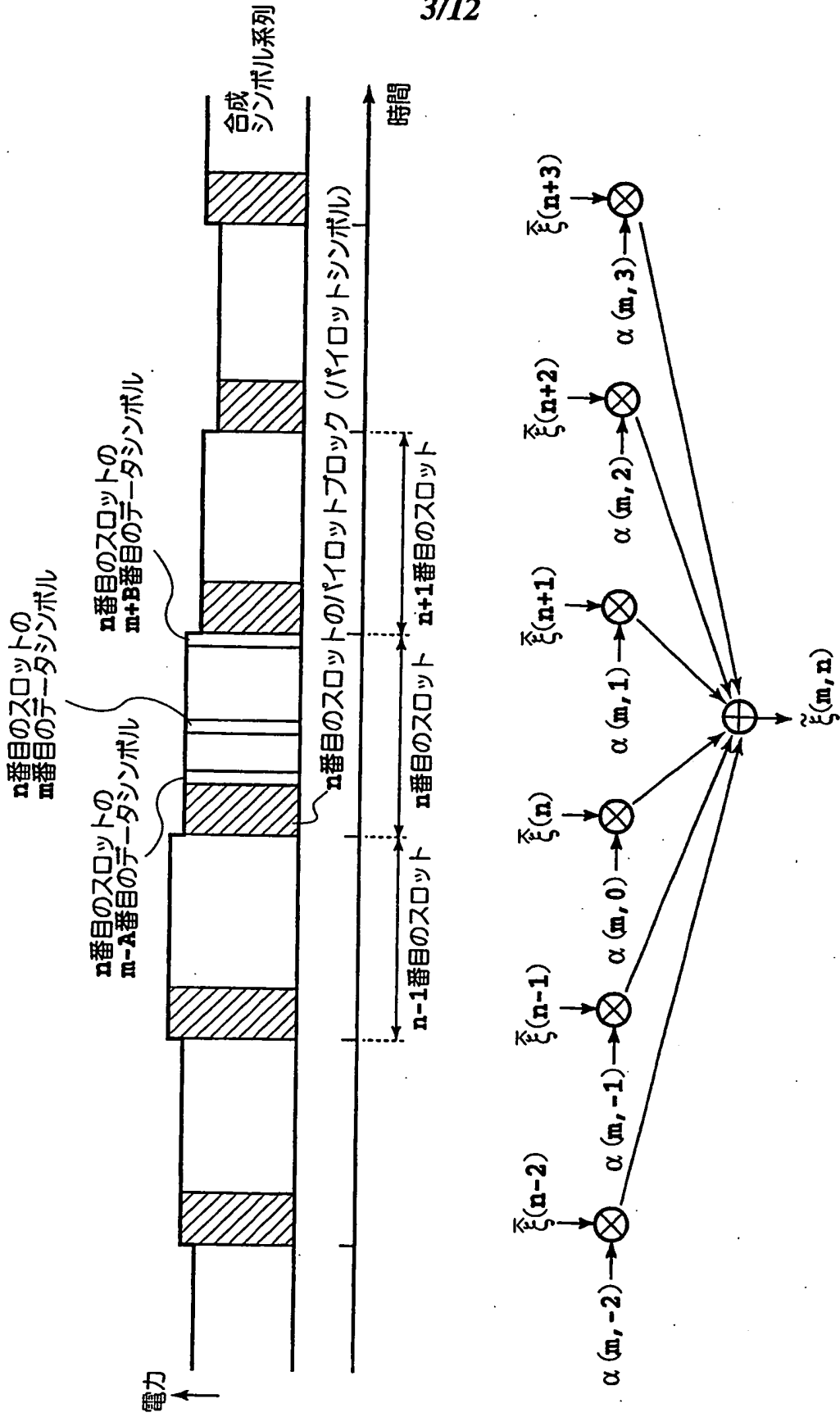


FIG.3

n番目のスロットのm番目データシンボルのチャネル推定値

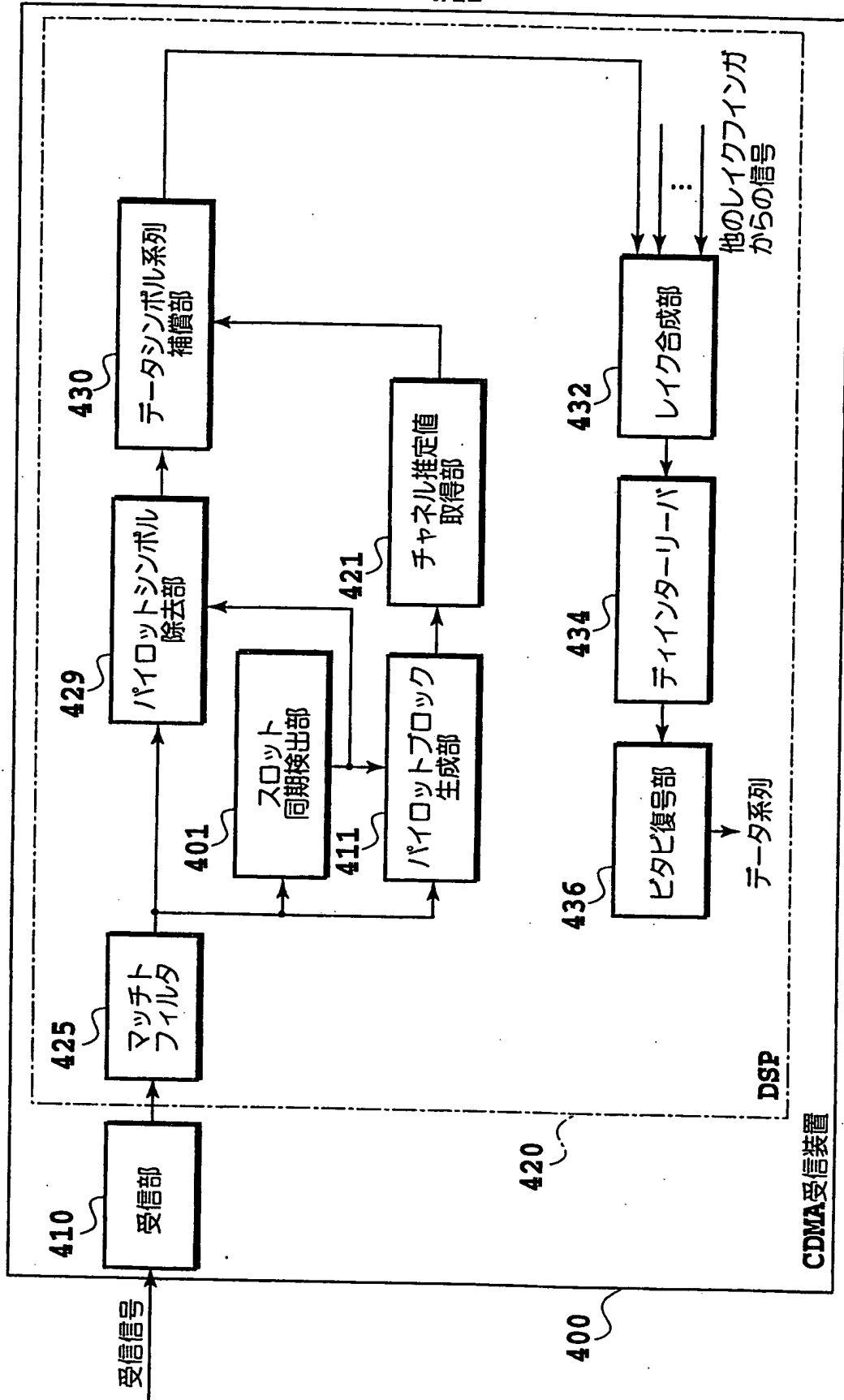


FIG.4

5/12

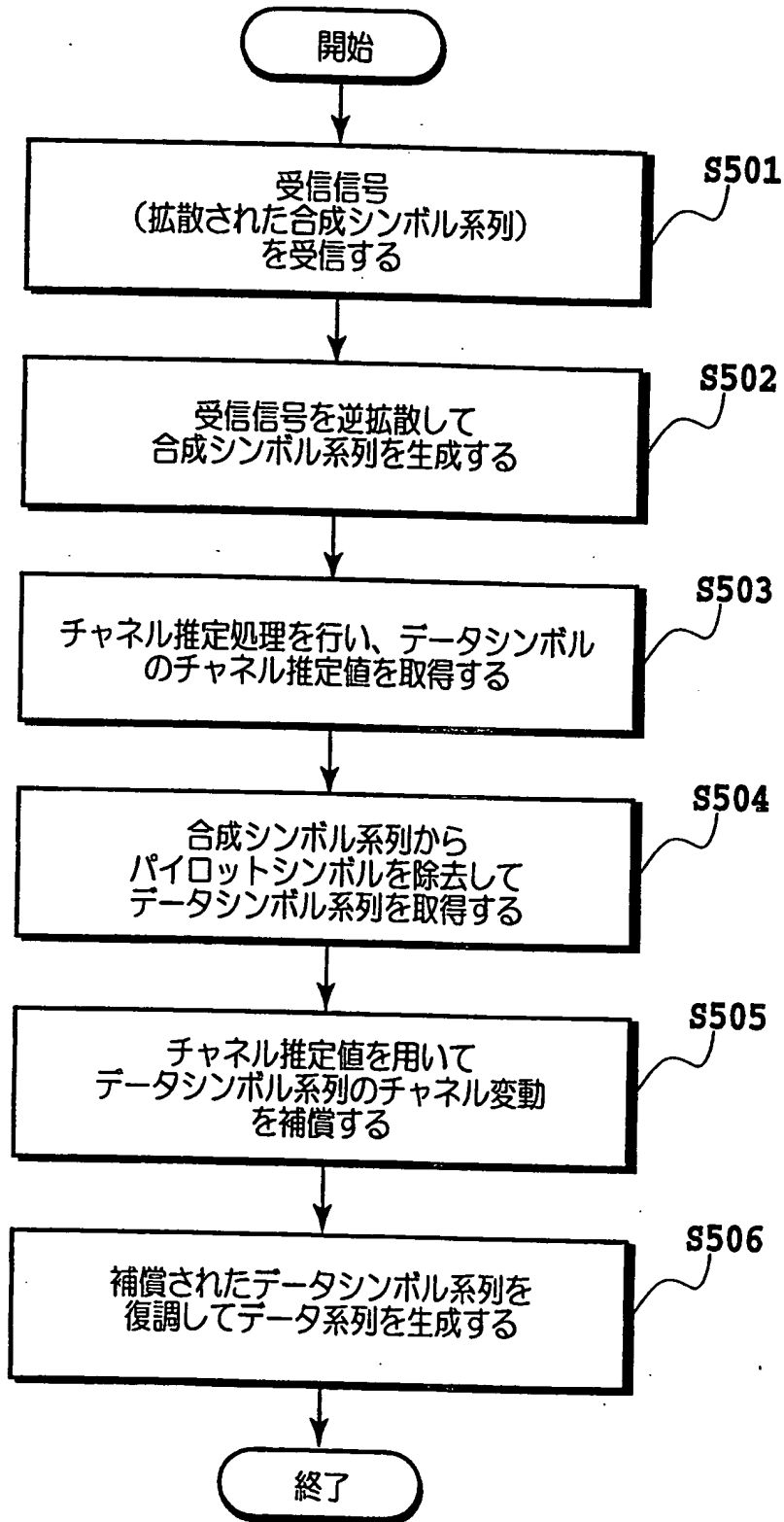


FIG.5

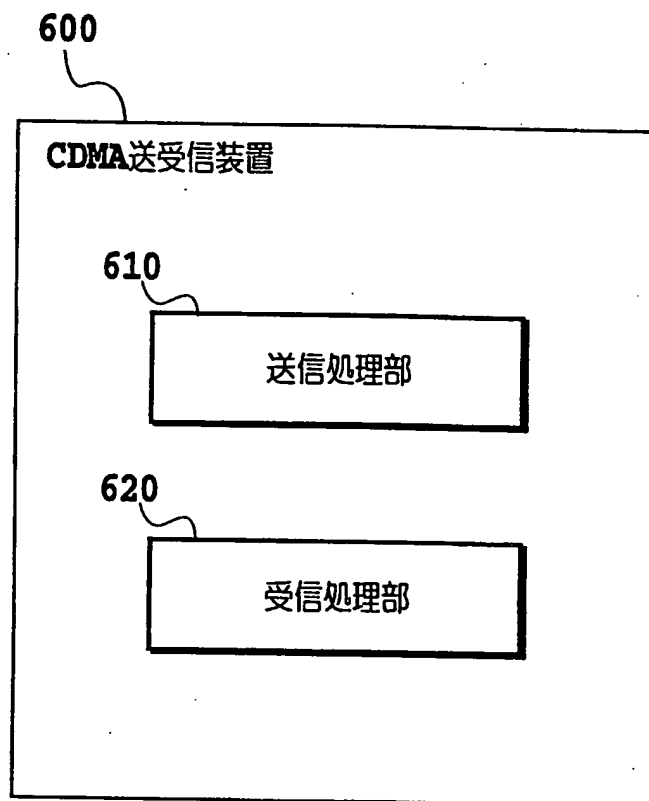


FIG.6

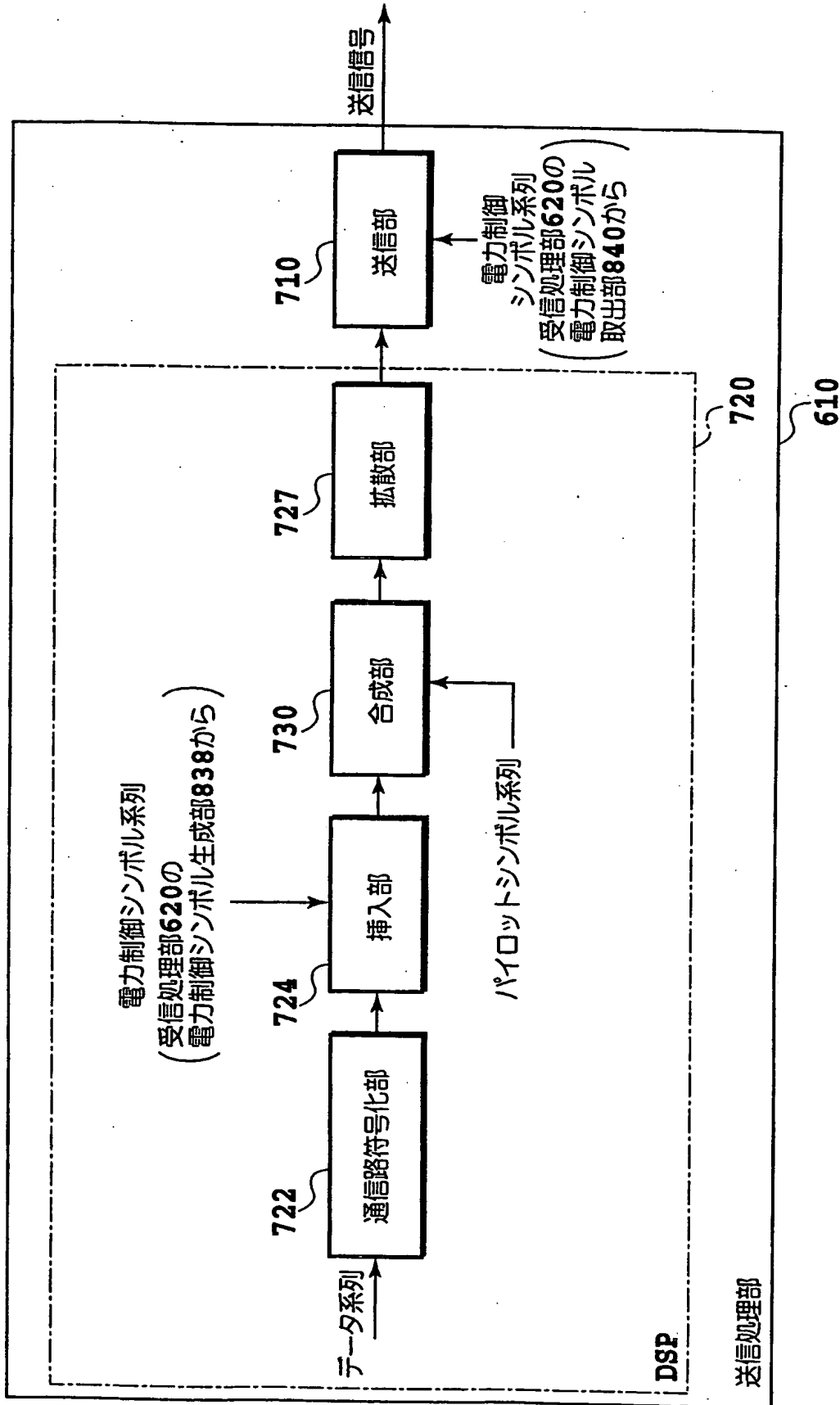


FIG.7

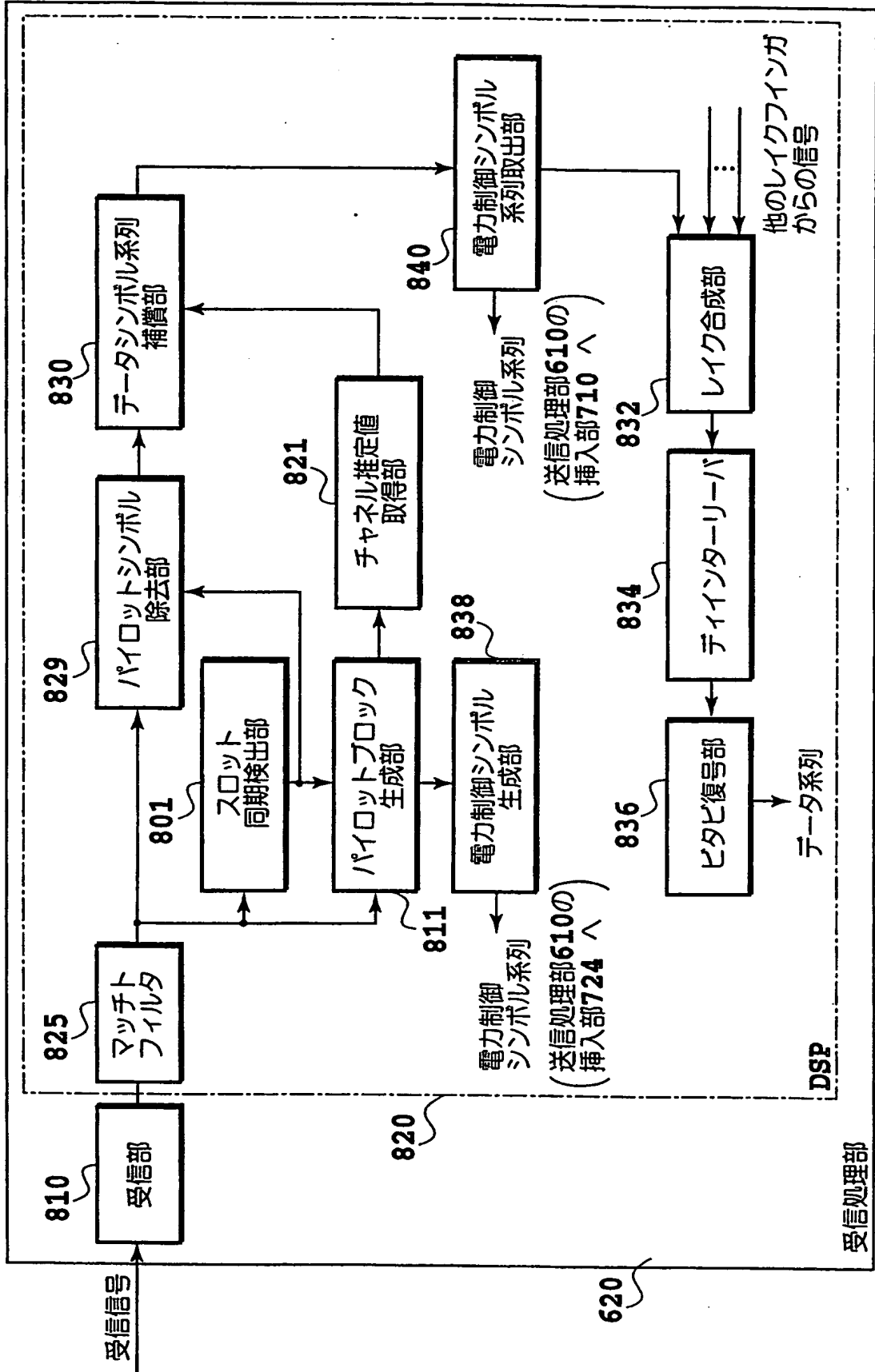


FIG.8

9/12

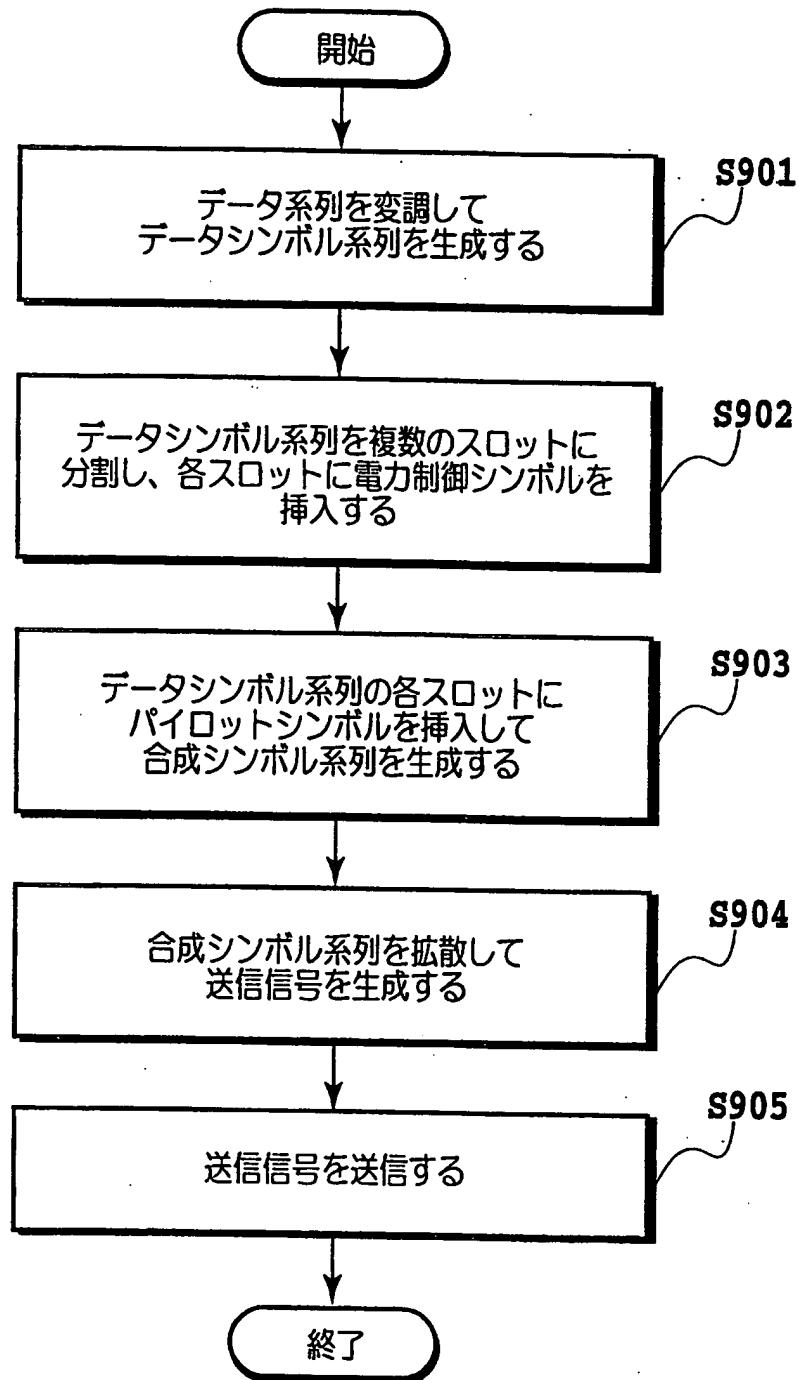


FIG.9

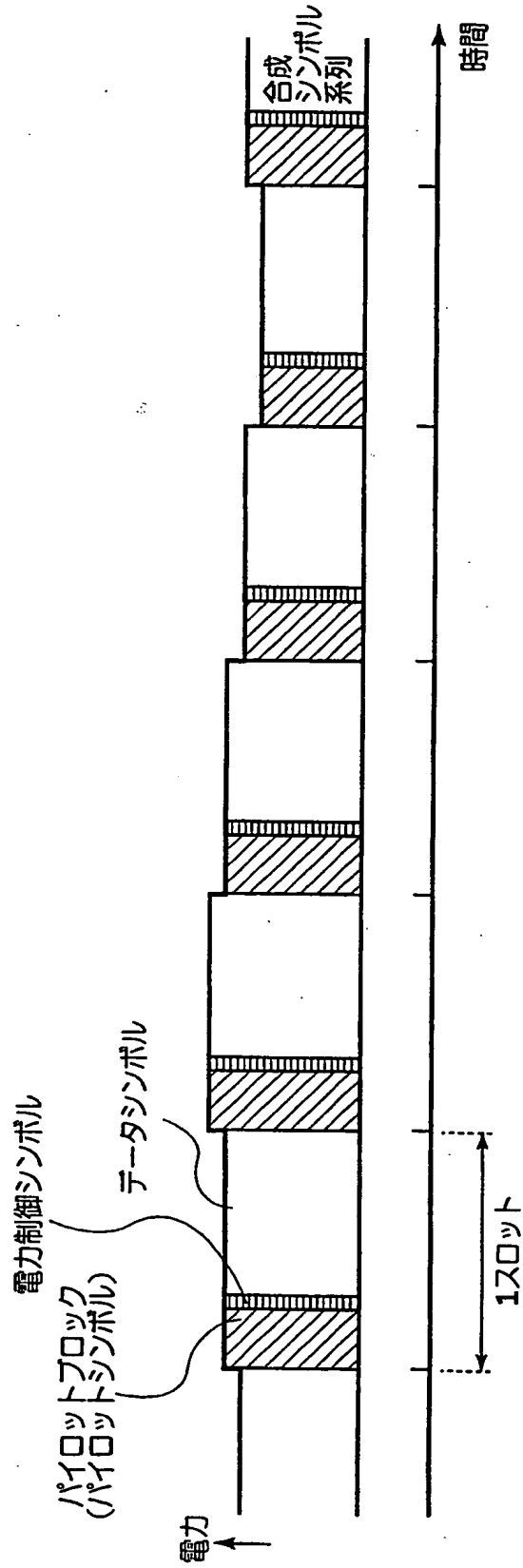


FIG.10

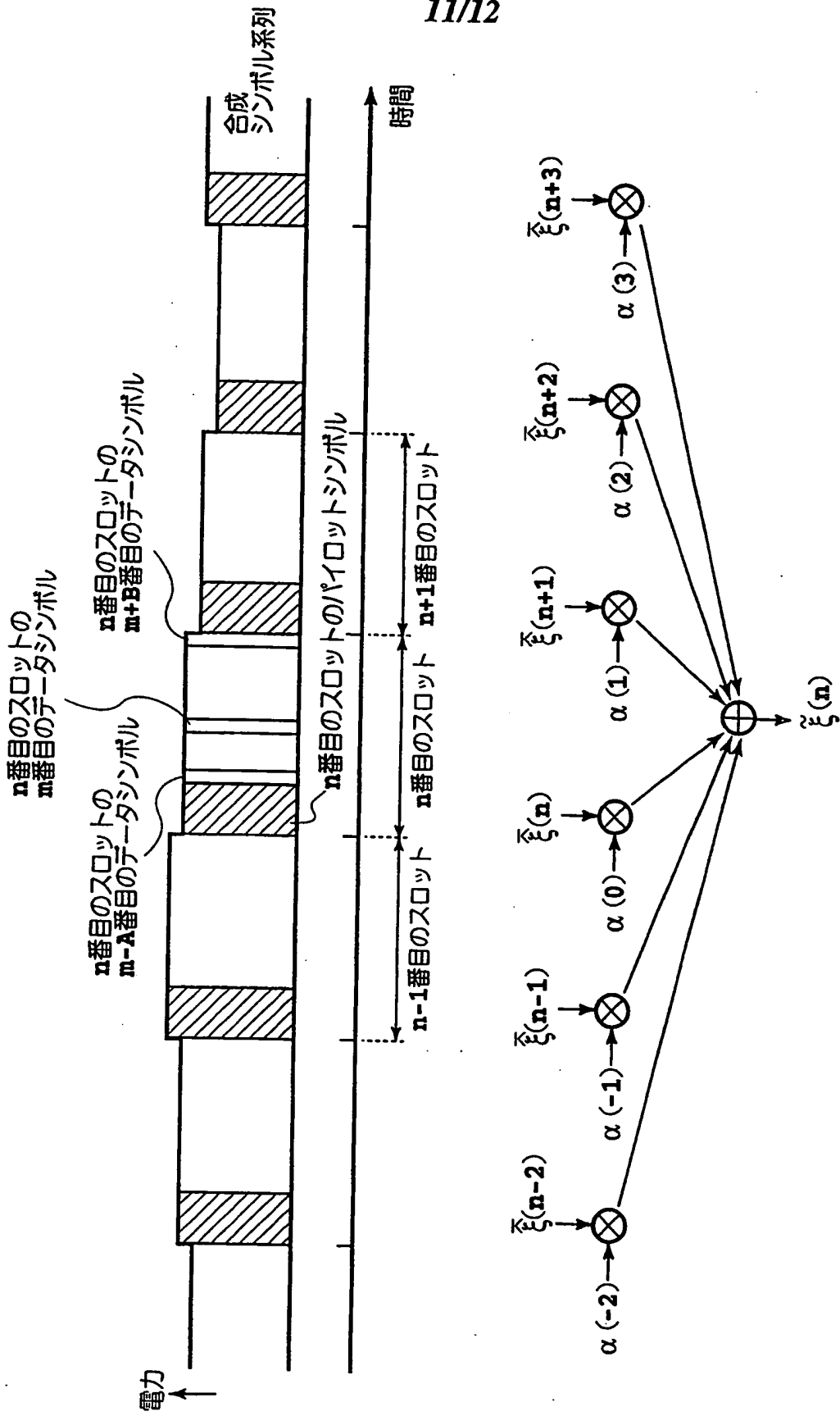


FIG.11

n番目のスロットのデータシンボルに共通のチャネル推定値

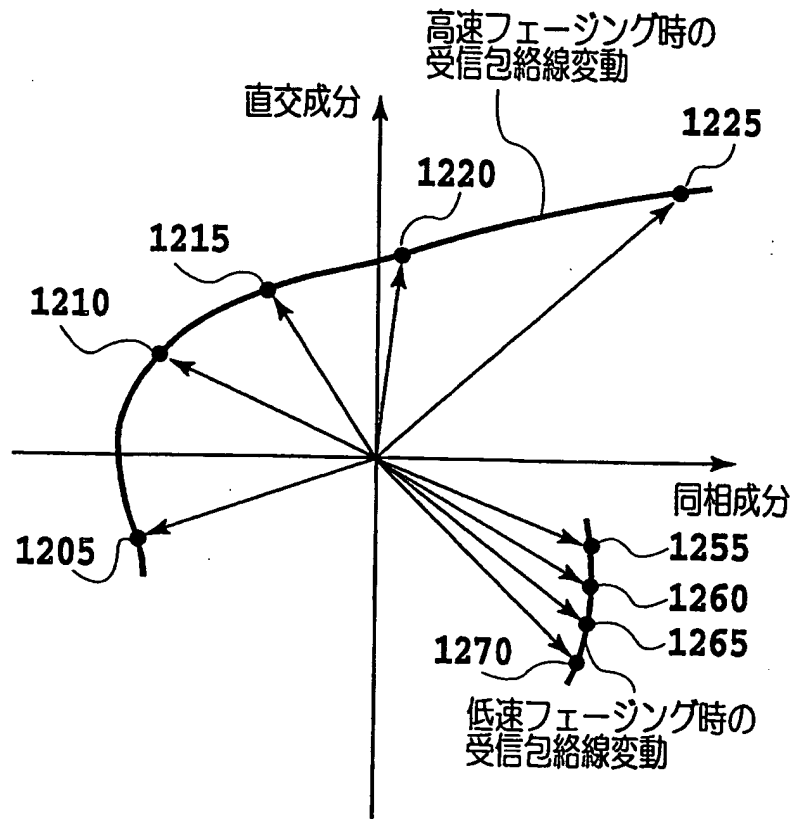


FIG.12

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP98/05727

| A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER Int.Cl. ⁶ H04J13/00 | | |
|--|---|---|
| According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC | | |
| B. FIELDS SEARCHED | | |
| Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) Int.Cl. ⁶ H04J13/00 | | |
| Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Jitsuyo Shinan Koho (Y1, Y2) 1926-1997 Toroku Jitsuyo Shinan Koho (U) 1994-1999 Kokai Jitsuyo Shinan Koho (U) 1971-1999 Jitsuyo Shinan Toroku Koho (Y2) 1996-1999 | | |
| Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) | | |
| C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT | | |
| Category* | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages | Relevant to claim No. |
| PA | JP, 10-51424, A (NTT Mobile Communications Network Inc.), 20 February, 1998 (20. 02. 98), Fig. 3 (Family: none) | 1-14 |
| PA | JP, 10-190522, A (NTT Mobile Communications Network Inc.), 21 July, 1998 (21. 07. 98), Fig. 3 (Family: none) | 1-14 |
| PA | JP, 10-190494, A (Fujitsu Ltd.), 21 July, 1998 (21. 07. 98), Fig. 3 (Family: none) | 1-14 |
| <input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex. | | |
| <p>* Special categories of cited documents:</p> <p>"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>"E" earlier document but published on or after the international filing date</p> <p>"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</p> <p>"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p> <p>"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</p> <p>"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art</p> <p>"&" document member of the same patent family</p> | | |
| Date of the actual completion of the international search 3 March, 1999 (03. 03. 99) | | Date of mailing of the international search report 16 March, 1999 (16. 03. 99) |
| Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office | | Authorized officer |
| Facsimile No. | | Telephone No. |

国際調査報告

国際出願番号 PCT/JP98/05727

| | | |
|--|--|------------------|
| A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC)) Int. Cl ⁸ H04J13/00 | | |
| B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC)) Int. Cl ⁸ H04J13/00 | | |
| 最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの 日本国実用新案公報 (Y1, Y2) 1926-1997 日本国公開実用新案公報 (U) 1971-1999 日本国登録実用新案公報 (U) 1994-1999 日本国実用新案登録公報 (Y2) 1996-1999 | | |
| 国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語) | | |
| C. 関連すると認められる文献 | | |
| 引用文献の カテゴリー* | 引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示 | 関連する 請求の範囲の番号 |
| PA | JP, 10-51424, A (エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社), 20. 2月. 1998 (20. 02. 98)、図3 (ファミリーなし) | 1~14 |
| PA | JP, 10-190522, A (エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社), 21. 7月. 1998 (21. 07. 98)、図3 (ファミリーなし) | 1~14 |
| PA | JP, 10-190494, A (富士通株式会社), 21. 7月. 1998 (21. 07. 98)、図3 (ファミリーなし) | 1~14 |
| <input type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。 | | |
| * 引用文献のカテゴリー 「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す) 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願日の後に公表された文献 「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」 同一パテントファミリー文献 | | |
| 国際調査を完了した日 03. 03. 99 | 国際調査報告の発送日 16.03.99 | |
| 国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/JP) 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号 | 特許庁審査官 (権限のある職員) 石井 研一 | 5K 8124 印 |
| 電話番号 03-3581-1101 内線 3555 | | |